

Rec'd PCT/PTO 11 MAY 2005

10/534609

PCT/JP03/15236

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

28.11.03

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2002年11月29日

出 願 番 号
Application Number: 特願2002-348139

[ST. 10/C]: [JP2002-348139]

出 願 人
Applicant(s): ソニー株式会社

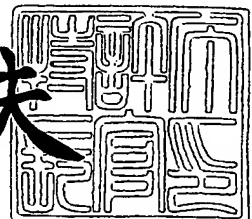
RECEIVED	
22 JAN 2004	
WIPO	PCT

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年 1月 7日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



出証番号 出証特2003-3109019

【書類名】 特許願

【整理番号】 0290754501

【提出日】 平成14年11月29日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都品川区東五反田2丁目20番4号 ソニー・ヒューマンキャピタル株式会社内

【氏名】 安村 昌之

【特許出願人】

【識別番号】 000002185

【氏名又は名称】 ソニー株式会社

【代理人】

【識別番号】 100086841

【弁理士】

【氏名又は名称】 脇 篤夫

【代理人】

【識別番号】 100114122

【弁理士】

【氏名又は名称】 鈴木 伸夫

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 014650

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9710074

【包括委任状番号】 0007553

【プルーフの要否】

要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スイッチング電源回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 商用交流電源を入力して整流平滑電圧を生成するものとされ、商用交流電源レベルの等倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧、又は商用交流電源レベルの所定倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、

上記整流平滑電圧を直流入力電圧として入力してスイッチング動作を行うものとされ、ハイサイドのスイッチング素子と、ローサイドのスイッチング素子とをハーフブリッジ結合して形成されるスイッチング手段と、

上記各スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段と、

少なくとも、上記スイッチング手段のスイッチング動作により得られるスイッチング出力が供給される一次巻線と、該一次巻線に得られたスイッチング出力としての交番電圧が励起される二次巻線とを巻装して形成される絶縁コンバータトランスと、

少なくとも、上記一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、上記スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、

上記ハーフブリッジ結合を形成する 2 つのスイッチング素子のうち、一方のスイッチング素子に対して並列接続された部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、少なくとも上記一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記各スイッチング素子がターンオン又はターンオフするタイミングに応じてのみ電圧共振動作が得られる一次側部分電圧共振回路と、

上記二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行うことで二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、

上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング駆動手段を制御して、上記スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、上記二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段と、

力率を改善する力率改善回路とを備え、

上記力率改善回路は、上記一次側直列共振回路に対して直列に挿入される力率改善用一次巻線と、上記整流平滑手段として形成される整流電流経路に挿入される力率改善用二次巻線とを巻装し、これら力率改善用一次巻線と力率改善用二次巻線とが疎結合となるようにして構成される力率改善用トランスと、

上記整流電流経路の所要部位に挿入され、上記力率改善用一次巻線によって力率改善用二次巻線に励起された交番電圧に基づいてスイッチング動作を行うことで整流電流を断続する整流ダイオード素子と、を備えて形成される、

ことを特徴とするスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、力率改善のための回路を備えたスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

近年、高周波の比較的大きな電流及び電圧に耐えることができるスイッチング素子の開発によって、商用電源を整流して所望の直流電圧を得る電源回路としては、大部分がスイッチング方式の電源回路になっている。

スイッチング電源回路はスイッチング周波数を高くすることによりトランスその他のデバイスを小型にすると共に、大電力のDC-DCコンバータとして各種の電子機器の電源として使用される。

【0003】

ところで、一般に商用電源を整流すると平滑回路に流れる電流は歪み波形になるため、電源の利用効率を示す力率が損なわれるという問題が生じる。

また、歪み電流波形となることによって発生する高調波を抑圧するための対策が必要とされている。

そこで、力率改善のための構成を付加したスイッチング電源回路が各種提案されている。このようなスイッチング電源回路の1つとして、商用交流電源ライン

に対してパワーチョークコイルを直列に挿入することで、交流入力電流の導通角を拡大して力率改善を図るように構成した、いわゆるチョークインプット方式のものが知られている（特許文献1参照）。

【0004】

図12は、上記したようなチョークインプット方式により力率改善を図るように構成されたスイッチング電源回路の一例が示されている。この図に示す電源回路は、先に本出願人が提案している複合共振形コンバータとしての構成に対して、チョークインプット方式としての力率改善の構成を付加している。

なお、この図に示す電源回路は、[負荷電力 $P_o = 150\text{W}$ 以上、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{V}$ 系]の条件に対応した構成とされている。

【0005】

この図に示す電源回路において、先ず、商用交流電源ACに対して、コモンモードチョークコイルCMCと2本のアクロスコンデンサCLを接続して形成される、コモンモードノイズフィルタが設けられる。このコモンモードノイズフィルタにより、例えばスイッチングコンバータ側から商用交流電源ACに伝わるノイズを抑制する。

【0006】

また、商用交流電源ACのラインに対しては、図示するようにしてブリッジ整流回路Di及び平滑コンデンサCiから成る整流平滑回路が備えられる。この整流平滑回路が商用交流電源ACを入力して整流平滑動作を行うことで、平滑コンデンサCiの両端に、交流入力電圧VACの等倍に対応するレベルの整流平滑電圧Eiが得られる。この整流平滑電圧Eiは、後段のスイッチングコンバータに対して直流入力電圧として供給される。

【0007】

そして、力率改善のための構成として、商用交流電源ACのラインに対してパワーチョークコイルPCHを直列に挿入する。この場合には、パワーチョークコイルPCHは、商用交流電源ACの負極ラインに対して挿入されている。

このようにして、商用交流電源ACのラインに対してパワーチョークコイルPCHを挿入することで、周知のようにして、パワーチョークコイルPCHのイン

ダクタンス L_{pch} の作用によって、商用交流電源 AC からブリッジ整流回路 D_i を形成する整流ダイオード流入する交流入力電流は、その高調波が抑制されることになる。つまり、交流入力電流 I_{AC} の導通角が拡大されて力率改善が図られる。

【0008】

この図に示す電源回路においては、上記した整流平滑電圧 E_i を入力して動作するスイッチングコンバータとして、複合共振形コンバータが備えられる。ここでの複合共振形コンバータとは、スイッチングコンバータの動作を共振形とするために備えられる共振回路に加えて、さらに一次側又は二次側に対して共振回路を付加し、これら複数の共振回路を 1 スwitchングコンバータ内において複合的に動作させる構成のスイッチングコンバータをいう。

【0009】

この図 12 に示す電源回路において、上記複合共振形コンバータとして備えられる共振形コンバータは電流共振形とされる。そして、この場合の電流共振形コンバータとしては、図示するようにして、MOS-FET による 2 本のスイッチング素子 Q_1 , Q_2 をハーフブリッジ結合により接続している。スイッチング素子 Q_1 , Q_2 の各ドレインソース間に対しては、図示する方向により、それぞれダンパダイオード DD_1 , DD_2 を並列に接続している。

【0010】

また、スイッチング素子 Q_2 のドレインソース間に対しては、部分共振コンデンサ C_p が並列に接続される。この部分共振コンデンサ C_p のキャパシタンスと一次巻線 N_1 のリーケージインダクタンス L_1 によっては並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子 Q_1 , Q_2 のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。

【0011】

この電源回路においては、スイッチング素子 Q_1 , Q_2 をスイッチング駆動するのにあたり、コントロール IC 2 が設けられる。このコントロール IC 2 は、電流共振形コンバータを他励式により駆動するための発振回路、制御回路、及び保護回路等を備えて構成されるもので、内部にバイポーラトランジスタを備えた汎

用のアナログ IC (Integrated Circuit) とされる。

このコントロール IC 2 は、電源入力端子 V_{cc} に入力される直流電圧により動作する。また、電源入力端子 V_{cc} には、起動抵抗 R_s を介した整流平滑電圧 E_i が起動電圧として入力されている。コントロール IC 2 は、電源起動時において、この電源入力端子 V_{cc} に入力される起動電圧によって起動される。

【0012】

そして、コントロール IC 2 においては、スイッチング素子に対してドライブ信号（ゲート電圧）を出力するための端子として、2つのドライブ信号出力端子 V_{GH} 、 V_{GL} が備えられる。

ドライブ信号出力端子 V_{GH} からは、ハイサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力され、ドライブ信号出力端子 V_{GL} からは、ローサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力される。

そして、この場合には、ドライブ信号出力端子 V_{GH} は、ハイサイドのスイッチング素子 Q_1 のゲートと接続される。また、ドライブ信号出力端子 V_{GL} は、ローサイドのスイッチング素子 Q_2 のゲートと接続される。

これにより、ドライブ信号出力端子 V_{GH} から出力されるハイサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子 Q_1 のゲートに対して印加され、ドライブ信号出力端子 V_{GL} から出力されるローサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子 Q_2 のゲートに対して印加されることになる。

【0013】

また、この図では図示を省略しているが、コントロール IC 2 に対しては、外付けの回路として、1組のブートストラップ回路が接続される。このブートストラップ回路によりドライブ信号出力端子 V_{GH} から出力されるハイサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子 Q_1 を適正にドライブ可能なレベルとなるようにレベルシフトされる。

【0014】

コントロール IC 2 では、内部の発振回路により所要の周波数の発振信号を生成する。そして、コントロール IC 2 では、上記発振回路にて生成された発振信

号を利用して、ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号を生成する。ここで、ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号は、互いに 180° の位相差を有する関係となるようにして生成される。そして、ハイサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子 VGH から出力し、ローサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子 VGL から出力するようにされる。

【0015】

このようなハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号が、スイッチング素子 Q1, Q2 に対してそれぞれ印加されることによって、ドライブ信号が H レベルとなる期間に応じては、スイッチング素子 Q1, Q2 のゲート電圧がゲート閾値以上となってオン状態となる。またドライブ信号が L レベルとなる期間では、ゲート電圧がゲート閾値以下となってオフ状態となる。これにより、スイッチング素子 Q1, Q2 は、交互にオン／オフとなるタイミングによって所要のスイッチング周波数によりスイッチング駆動されることになる。

【0016】

絶縁コンバータトランス P I T は、上記スイッチング素子 Q1, Q2 のスイッチング出力を一次側から二次側に伝送するために設けられる。

絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 の一方の端部は、一次側直列共振コンデンサ C1 を介してスイッチング素子 Q1, Q2 の接続点（スイッチング出力点）に対して接続され、他方の端部は一次側アースに接続される。ここで、直列共振コンデンサ C1 は、自身のキャパシタンスと一次巻線 N1 のリーケージインダクタンス (L1) とによって一次側直列共振回路を形成する。この一次側直列共振回路は、スイッチング素子 Q1, Q2 のスイッチング出力が供給されることで共振動作を生じるが、これによって、スイッチング素子 Q1, Q2 から成るスイッチング回路の動作を電流共振形とする。

【0017】

このようにして、図 12 に示す回路における一次側スイッチングコンバータとしては、一次側直列共振回路 (L1-C1) による電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振回路 (Cp//L1) とによる部分電圧共振動作とが得られる

ことになる。

つまり、この図に示す電源回路は、一次側スイッチングコンバータを共振形とするための共振回路に対して他の共振回路が組み合わされた、複合共振形コンバータとしての形式を採っている。

【0018】

絶縁コンバータトランスPITの二次側には二次巻線N2が巻装される。

この場合の二次巻線N2に対しては、図示するようにしてセンタータップを設けて二次側アースに接続した上で、整流ダイオードD01、D02、及び平滑コンデンサC0から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサC0の両端電圧として二次側直流出力電圧E0が得られる。この二次側直流出力電圧E0は、図示しない負荷側に供給されるとともに、制御回路1のための検出電圧としても分岐して入力される。

【0019】

制御回路1では、入力される二次側直流出力電圧E0のレベルに応じてそのレベルが可変された電圧又は電流を制御出力としてコントロールIC2の制御入力端子Vcに供給する。コントロールIC2では、制御入力端子Vcに入力された制御出力に応じて、例えば発振信号の周波数を可変することで、ドライブ信号出力端子VGH、VGLから出力すべきドライブ信号の周波数を可変する。これにより、スイッチング素子Q1、Q2は、スイッチング周波数が可変制御されることになるが、このようにしてスイッチング周波数が可変されることによっては、二次側直流出力電圧E01のレベルが一定となるように制御される。つまり、スイッチング周波数制御方式による安定化が行われる。

【0020】

図13は、上記図12に示した電源回路についての、交流入力電圧VAC=100V時で、負荷電力Po=150W~0Wの負荷変動範囲における力率PF、電力変換効率ηAC→DC、及び整流平滑電圧Ei（直流入力電圧）のレベルの各特性を実線により示している。

また、ここでは、比較として、図12に示した電源回路において力率改善を行わない場合の構成を採った場合の特性を破線により示している。つまり、パワー

チョークコイル PCH のインダクタンス L_{pch} の成分を、商用交流電源 AC のラインから省略した場合の特性である。

【0021】

また、図 14 には、図 12 に示した電源回路について、負荷電力 $P_o = 150$ W 時で、交流入力電圧 $V_{AC} = 80\text{ V} \sim 120\text{ V}$ の電圧レベル変動範囲における力率 PF、整流平滑電圧 E_i 、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ の各特性を示している。

【0022】

なお、上記図 13 及び図 14 に示した実験結果を得るのにあたり、図 12 に示す電源回路においては、各部を次のように選定している。

パワーチョークコイル PCH $L_{pch} = 10\text{ mH}$

絶縁コンバータトランス PIT: EER35 フェライトコア、ギャップ長 1 mm

一次巻線 $N_1 = 25\text{ T}$

二次巻線 N_2 : センタータップを分割位置として $23\text{ T} + 23\text{ T}$

一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.082\text{ }\mu\text{F}$

部分共振コンデンサ $C_p = 680\text{ pF}$

【0023】

また、図 13 において破線で示される特性を示す、図 12 の回路からパワーチョークコイル PCH (インダクタンス L_{pch}) を省略した構成の電源回路では、各部は次のように変更される。

絶縁コンバータトランス PIT: EER35 フェライトコア、ギャップ長 1 mm

一次巻線 $N_1 = 31\text{ T}$

二次巻線 N_2 : センタータップを分割位置として $23\text{ T} + 23\text{ T}$

一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.068\text{ }\mu\text{F}$

部分共振コンデンサ $C_p = 680\text{ pF}$

【0024】

図13に示すようにして、実線及び破線により示す電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ としては、共に、負荷電力が重負荷の条件となるのに従って高くなっていく傾向を有している。そして、実線によるインダクタンス L_{pch} が挿入された図12に示す回路については、負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 時において、 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 87.5\%$ で最大となる特性が示されている。

また、実線及び破線により示す整流平滑電圧 E_i については、重負荷の条件となるのに従って緩やかに低下する特性が得られている。実線によるインダクタンス L_{pch} が挿入された場合の特性は、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \rightarrow 150\text{ W}$ の変動に対して、 $E_i = 134\text{ V} \rightarrow 115\text{ V}$ という変化を示す。

また、力率 P_F の特性は、負荷電力が重負荷の条件となるのに従って高くなるが、負荷電力 $P_o = 75\text{ W}$ 以上からはほぼフラットな特性となっている。そして、負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 時においては力率 $P_F = 0.75$ が得られている。

【0025】

また、図14によると、交流入力電圧 V_{AC} の変化に対して力率 P_F は、ほぼ 0.75 で一定となる。また、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ は、交流入力電圧 V_{AC} が上昇するのに応じて緩やかに高くなる傾向となっている。また、整流平滑電圧 E_i は、交流入力電圧 V_{AC} にほぼ比例するようにして上昇している。

【0026】

また、チョークインプット方式により力率改善を図る構成の複合共振形コンバータとしての他の例を、図15に示す。この図に示す電源回路は、[負荷電力 $P_o = 250\text{ W}$ 以上、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 系]の条件に対応可能な構成となっている。なお、この図において、図12と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

【0027】

この図に示す電源回路は、図12の電源回路よりも重負荷の条件に対応することとなる。このため、整流平滑電圧 E_i を生成する整流平滑回路としては、倍電圧整流回路が備えられる。この場合の倍電圧整流回路は、図示するようにして、

商用交流電源ACに対して、2本の整流ダイオード D_{ia} 、 D_{ib} 、及び直列接続された2本の平滑コンデンサ C_{i1} 、 C_{i2} を接続して形成される。

この倍電圧整流回路が交流入力電圧 V_{AC} を入力して整流平滑動作を行うことで、平滑コンデンサ C_{i1} — C_{i2} の直列接続回路の両端には、交流入力電圧 V_{AC} の2倍のレベルに対応する整流平滑電圧 E_i が生成される。

後段の一次側スイッチングコンバータは、このようにして生成される整流平滑電圧 E_i を直流電圧として入力してスイッチング動作を行うことになる。

【0028】

図16は、上記図15に示した電源回路についての、負荷電力 $P_o = 300\text{ W} \sim 0\text{ W}$ の負荷変動範囲における力率 P_F 、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、及び整流平滑電圧 E_i （直流入力電圧）のレベルの各特性を実線により示している。

また、この図においても、比較として、図15に示した電源回路において力率改善を行わない場合（パワーチョークコイル PCH （インダクタンス L_{pch} ）無しの場合）の構成を採った場合の特性を破線により示している。

【0029】

また、図17には、負荷電力 $P_o = 300\text{ W}$ 、交流入力電圧 $V_{AC} = 80\text{ V} \sim 120\text{ V}$ の変動範囲における力率 P_F 、整流平滑電圧 E_i 、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ の各特性を示している。

【0030】

そして、上記図16及び図17に示した実験結果を得るのにあたり、図15に示す電源回路においては、各部を次のように選定している。

パワーチョークコイル PCH $L_{pch} = 5\text{ mH}$

絶縁コンバータトランス PIT : EER35 フェライトコア、ギャップ長 1 mm

一次巻線 $N1 = 28\text{ T}$

二次巻線 $N2$: センタータップを分割位置として $25\text{ T} + 25\text{ T}$

一次側直列共振コンデンサ $C1 = 0.039\text{ }\mu\text{F}$

部分共振コンデンサ $C_p = 680\text{ pF}$

また、図15の回路からパワーチョークコイルPCH（インダクタンス L_{pch} ）を省略した構成の電源回路では、次のように変更される。この構成による電源回路が、図16において破線で示される特性を示す。

絶縁コンバータトランスPIT：EE R42 フェライトコア、ギャップ長1mm

一次巻線 $N_1=32$ T

二次巻線 N_2 ：センタータップを分割位置として 25 T + 25 T

一次側直列共振コンデンサ $C_1=0.033 \mu F$

部分共振コンデンサ $C_p=680 pF$

【0031】

図16に示すようにして、実線及び破線により示す電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ としては、共に、負荷電力 $P_o=100$ W程度以上の範囲で、ほぼ一定となる特性を有している。実線によるインダクタンス L_{pch} が挿入された図15に示す回路については、負荷電力 $P_o=300$ W時において、 $\eta_{AC \rightarrow DC}=91.1\%$ となる特性が示されている。

また、実線及び破線により示す整流平滑電圧 E_i については、重負荷の条件となるのに従って緩やかに低下する特性が得られている。実線によるインダクタンス L_{pch} が挿入された場合の特性は、負荷電力 $P_o=0$ W \rightarrow 300 Wの変動に対して、 $E_i=264$ V \rightarrow 244 Vという変化を示す。

また、力率 P_F の特性は、負荷電力が重負荷の条件となるのに従って高くなる傾向となっている。そして、負荷電力 $P_o=300$ W時においては力率 $P_F=0.75$ が得られている。

【0032】

また、図17によると、力率 P_F は、交流入力電圧 V_{AC} が高くなるのに応じて緩やかに低下してはいるが、この程度の傾きであれば、交流入力電圧 V_{AC} の変化に対してほぼ0.75で一定であるといえる。また、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ は、交流入力電圧 V_{AC} が上昇するのに応じて緩やかに高くなる傾向となっている。ま

た、整流平滑電圧 E_i は、交流入力電圧 V_{AC} にほぼ比例するようにして上昇している。

【0033】

これまでの説明のようにして、図12及び図15に示した電源回路では、チョークインプット方式によって力率改善を図っている。これにより、例えばカラーテレビジョン受像機についての電源高調波歪規制値をクリアするのには充分な程度の力率 P_F の値が得られるようにしている。

【0034】

【特許文献1】

特開平7-263262 (図19)

【0035】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記図12及び図15に示した構成による電源回路では次のような問題を有している。

図12及び図15の電源回路において力率改善のために備えられるパワーチョークコイル PCH は、例えば珪素鋼板のコアと、銅線による巻線とによって構成される。このため、コアの鉄損と、銅線の抵抗による銅損が生じ、その分、このパワーチョークコイル PCH の部分での電力損失が増加することになる。

また、チョークコイルのインダクタンスと抵抗成分によって、交流入力電圧 V_{AC} の電圧降下も生じることになるが、これにより、交流入力電圧 V_{AC} を整流して得られる直流入力電圧（整流平滑電圧 E_i ）も低下することになる。

このようなことから、直流入力電圧を入力して動作する複合共振形コンバータとしての電力変換効率は低下して、交流入力電力も増加することとなる。

【0036】

例えば図12に示す電源回路の場合、パワーチョークコイル PCH の挿入によって、力率 P_F は0.55から0.75に改善されるが、総合的な電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ は、90.6%から87.5%となって3.1%低下する。また、交流入力電力 P_{in} は、165.5Wから171.4Wとなって5.9W増加する。ちなみに、整流平滑電圧 E_i は、134Vから115Vとなって19V低下する。

また、図15に示す電源回路の場合では、パワーチョークコイルPCHの挿入により、力率PFは0.60から0.75に改善される。しかし、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ は、92.8%から91.1%となって1.7%低下する。また、交流入力電力Pinは、320Wから326.0Wとなって6.0W増加する。整流平滑電圧Eiは、264Vから244Vとなって19V低下する。

【0037】

また、パワーチョークコイルPCHは、電源回路を構成する部品の中でも大型で重量があることから、基板における占有面積が大きく、また、回路基板も重量化してしまうという問題を有している。

パワーチョークコイルPCHについて、できるだけ漏洩磁束を少ないものとする場合、コアを目字形（EE型若しくはEI型）とすることが行われる。そして、例として、このような目字形コアの場合のパワーチョークコイルPCHの重量及び基板占有面積は、図12に示す電源回路では、153g、11平方cmであり、図15に示す電源回路では、240g、19平方cmとなる。

【0038】

さらに、上記もしているように、パワーチョークコイルPCHは、漏洩磁束の発生も比較的大きい部品となるが、部品の配置や、漏洩磁束量などの条件によっては、パワーチョークコイルPCHの漏洩磁束が負荷側に影響を与える場合がある。このような場合には、パワーチョークコイルPCHから輻射する漏洩磁束を抑える対策として、磁気シールドなどの部品を追加することになり、基板の大型化、重量化が助長されてしまうことがある。

【0039】

【課題を解決するための手段】

そこで本発明は上記した課題を考慮して、スイッチング電源回路として次のように構成する。

つまり、商用交流電源を入力して整流平滑電圧を生成するものとされ、商用交流電源レベルの等倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧、又は商用交流電源レベルの所定倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧を生成する整流平滑手段を備える。

また、整流平滑電圧を直流入力電圧として入力してスイッチング動作を行うものとされ、ハイサイドのスイッチング素子と、ローサイドのスイッチング素子とをハーフブリッジ結合して形成されるスイッチング手段と、各スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段を備える。

また、少なくとも、スイッチング手段のスイッチング動作により得られるスイッチング出力が供給される一次巻線と、この一次巻線に得られたスイッチング出力としての交番電圧が励起される二次巻線とを巻装して形成される絶縁コンバータトランスとを備える。

また、少なくとも、一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、ハーフブリッジ結合を形成する2つのスイッチング素子のうち、一方のスイッチング素子に対して並列接続された部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、少なくとも一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、各スイッチング素子がターンオン又はターンオフするタイミングに応じてのみ電圧共振動作が得られる一次側部分電圧共振回路を備える。

また、二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行うことで二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング駆動手段を制御して、スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段と、力率を改善する力率改善回路とを備える。

そして、力率改善回路は、一次側直列共振回路に対して直列に挿入される力率改善用一次巻線と、整流平滑手段として形成される整流電流経路に挿入される力率改善用二次巻線とを巻装し、これら力率改善用一次巻線と力率改善用二次巻線とが疎結合となるようにして構成される力率改善用トランスと、整流電流経路の所要部位に挿入され、力率改善用一次巻線によって力率改善用二次巻線に励起された交番電圧に基づいてスイッチング動作を行うことで整流電流を断続する整流ダイオード素子とを備えて形成されることとした。

【0040】

上記構成によると、本発明のスイッチング電源回路は、複合共振形コンバータとして、少なくとも、一次側にハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータに対して、部分共振電圧回路を組み合わせた構成を採っていることになる。また、力率改善は、疎結合による力率改善用トランスによって、複合共振形コンバータのスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還して、整流ダイオードにより整流電流を断続し、これにより交流入力電流の導通角を拡大して力率改善を図る構成が採られる。

これにより、例えば力率改善回路を備える電源回路としては、商用交流電源ラインに対してチョークコイルを挿入する構成を採る必要はないこととなる。

【0041】

【発明の実施の形態】

図1は、本発明の第1の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。この図に示す電源回路は、交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ 系のいわゆる単レンジで、負荷電力 $P_o = 150W$ 以上の条件に対応する。つまり、対応する負荷条件としては、先に図12に示した電源回路と同様となる。

【0042】

この図に示す電源回路においては、まず、商用交流電源 AC に対して、コモンモードチョークコイル CMC と1本のアクロスコンデンサ CL を接続して形成される、コモンモードノイズフィルタが設けられる。コモンモードノイズフィルタは、例えばスイッチングコンバータ側から商用交流電源 AC に伝わるノイズを抑制する。

【0043】

そして、本実施の形態の電源回路では、商用交流電源 AC に対して、整流回路系を含んで形成される力率改善回路3が接続される構成を採る。この力率改善回路3は、図示するようにして、ブリッジ整流回路 D_i 、平滑コンデンサ C_i 、フィルタコンデンサ C_N 、及び疎結合トランス VFT （力率改善用トランス）を備えて形成される。

ブリッジ整流回路 D_i の正極入力端子は、疎結合トランス VFT の二次巻線 N

12の直列接続を介して、商用交流電源ACの正極ラインと接続される。また、ブリッジ整流回路Diの負極入力端子は、商用交流電源ACの負極ラインと接続される。

ブリッジ整流回路Diの正極出力端子は、平滑コンデンサCiの正極端子に接続される。平滑コンデンサCiの負極端子は、一次側アースに接続される。また、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子は、一次側アースと接続される。

【0044】

このようにして形成される力率改善回路3の整流回路系の動作としては、商用交流電源ACから供給される交流入力電圧VACが正／負の各期間において、ブリッジ整流回路Diにより整流された整流出力によって平滑コンデンサCiに対して充電が行われる、いわゆる全波整流動作が得られることになる。つまり、整流回路系の基本構成としては、各1組のブリッジ整流回路及び平滑コンデンサから成る全波整流回路とされる。そして、この全波整流回路の整流動作により、平滑コンデンサCiの両端に、交流入力電圧VACの等倍に対応するレベルの整流平滑電圧Eiを生成する。

【0045】

そのうえで、力率改善回路3においては、ブリッジ整流回路Diを形成する各整流ダイオードDa～Ddについて、高速リカバリ型が選定される。これは、後述するようにして、力率改善のための動作として、整流ダイオードDa～Ddが整流電流をスイッチングすることに対応している。

また、商用交流電源ACの正極ラインに対して疎結合トランスVFTの二次巻線N12を挿入した回路構成を採っている。これは、疎結合トランスVFTの二次巻線N12が整流回路系に直列に挿入されていることを意味する。そして、これによって、結果的には、整流回路系に流れる整流電流の導通角を拡大させる動作が得られて、力率改善が図られる。なお、力率改善回路3による力率改善動作については後述する。

【0046】

ここで、疎結合トランスVFTの構造例を図2に示しておく。

この図に示すように、疎結合トランスVFTは、フェライト材によるE型コア

CR1、CR2を互いの磁脚が対向するように組み合わせたEE型コアを備える。

そして、一次側と二次側の巻装部について相互に独立するようにして分割した形状により、例えば樹脂などによって形成される、ボビンBが備えられる。このボビンBの一方の巻装部に対して一次巻線N11が巻装される。また、他方の巻装部に対して二次巻線N12が巻装される。このようにして一次巻線及び二次巻線が巻装されたボビンBを上記EE型コア（CR1、CR2）に取り付けることで、一次側巻線及び二次側巻線とがそれぞれ異なる巻装領域により、EE型コアの中央磁脚に巻装される状態となる。このようにしてドライブトランスCDT全体としての構造が得られる。

また、この場合には、中央磁脚の接合部分に対して所要のギャップ長のギャップGを形成するようにしており、これにより、結合係数について0.75以下となる疎結合の状態が得られるようにしている。

【0047】

図1において、上記整流平滑電圧 E_i を直流入力電圧として入力して動作するスイッチングコンバータとしては、この場合、電流共振形コンバータとしての基本構成に対して少なくとも一次側に部分電圧共振回路を備えた、複合共振形コンバータとしての構成を採る。

そして、ここでは、図示するようにして、MOS-FETによる2本のスイッチング素子Q1（ハイサイド）、Q2（ローサイド）をハーフブリッジ結合により接続している。スイッチング素子Q1、Q2の各ドレインソース間に対しては、図示する方向により、それぞれダンパダイオードDD1、DD2を並列に接続している。

【0048】

また、スイッチング素子Q2のドレインソース間に対しては、部分共振コンデンサ C_p が並列に接続される。この部分共振コンデンサ C_p のキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンス L_1 によっては並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子Q1、Q2のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。なお、こ

の場合には、実際においては、部分電圧共振回路としては、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 と直列接続された疎結合トランス V F T の一次巻線 N1 1 のインダクタンス成分 L11 も含まれることになる。

【0049】

コントロール I C 2 は、電流共振形コンバータを他励式により駆動するための共振回路、制御回路、及び保護回路等を備えて構成されるもので、内部にバイポーラトランジスタを備えた汎用のアナログ I C (Integrated Circuit) とされる。

このコントロール I C 2 は、電源入力端子 Vcc に入力される直流電圧 (18 V) により動作する。また、電源入力端子 Vcc は、起動抵抗 R s を介して整流平滑電圧 E i のラインとも接続されている。コントロール I C 2 は、電源起動時には、この起動抵抗 R s を介して入力される整流平滑電圧 E i により起動する。また、このコントロール I C 2 は、アース端子 E により一次側アースに接地させるようにしている。

【0050】

そして、コントロール I C 2 においては、スイッチング素子に対してドライブ信号 (ゲート電圧) を出力するための端子として、2 つのドライブ信号出力端子 VGH, VGL が備えられる。

ドライブ信号出力端子 VGH からは、ハイサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力され、ドライブ信号出力端子 VGL からは、ローサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力される。

そして、ドライブ信号出力端子 VGH から出力されるハイサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子 Q1 のゲートに対して印加され、ドライブ信号出力端子 VGL から出力されるローサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子 Q2 のゲートに対して印加されるようになっている。

【0051】

なお、ここでは図示していないが、実際には、コントロール I C 2 には、周辺の外付け部品により形成されるブートストラップ回路が接続される。このブートストラップ回路は、ハイサイドのスイッチング素子 Q1 に対して印加されるドラ

イブ信号について、スイッチング素子Q1を適正にドライブ可能なレベルとなるように、レベルシフトするためのものである。

また、実際には、スイッチング素子Q1, Q2には、ゲート抵抗や、ゲートソース間抵抗などの部品素子も接続されるが、ここでも、これらの図示は省略している。

【0052】

コントロールIC2では、内部の発振回路により所要の周波数の発振信号を生成する。なお、この発振回路は、後述するようにして制御回路1から端子Vcに入力される制御出力のレベルに応じて、発振信号の周波数を可変するようにされている。

そして、コントロールIC2では、上記発振回路にて生成された発振信号を利用して、ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号を生成する。そして、ハイサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子VGHから出力し、ローサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子VGLから出力する。

【0053】

上記ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号は、1スイッチング周期内において、正極性による矩形波のパルスが発生するオン期間と、0Vとなるオフ期間が得られる波形を有する。そして、上記した波形を共に有するものとされた上で、互いに180°の位相差を有する出力タイミングを有する。

このような波形がスイッチング素子Q1, Q2に印加されることで、スイッチング素子Q1, Q2は、交互にオン/オフするようにしてスイッチング動作を行うことになる。

【0054】

なお、実際のスイッチング動作としては、スイッチング素子Q1がターンオフしてスイッチング素子Q2がターンオンするまでの間と、スイッチング素子Q2がターンオフして、スイッチング素子Q1がターンオンするまでの間に、スイッチング素子Q1, Q2が共にオフとなる、短時間のデッドタイムが形成されるようにしている。

【0055】

このデッドタイムは、スイッチング素子Q1, Q2が共にオフとなる期間である。このデッドタイムは、部分電圧共振動作として、スイッチング素子Q1, Q2がターンオン/ターンオフするタイミングでの短時間において、部分共振コンデンサCp1, Cp2における充放電の動作が確実に得られるようにすることを目的として形成している。そして、このようなデッドタイムとしての時間長は、例えばコントロールIC2側で設定することができるようになっており、コントロールIC2では、設定された時間長による期間 t_d が形成されるように、ドライブ信号出力端子VGH, VGLから出力すべきドライブ信号についてのパルス幅のデューティ比を可変する。

【0056】

絶縁コンバータトランスPITはスイッチング素子Q1, Q2のスイッチング出力を二次側に伝送するものであり、この場合には、一次巻線N1と二次巻線N2が巻装される。

この場合、絶縁トランスPITの一次巻線N1の一端は、スイッチング素子Q1のソースとスイッチング素子Q2のドレインとの接続点（スイッチング出力点）に対して、疎結合トランスVFTの一次巻線N11—直列共振コンデンサC1の直列接続を介して接続される。また、一次巻線N1の他端は、一次側アースに接続される。

【0057】

上記した接続態様によると、スイッチング素子Q1, Q2のスイッチング出力点に対して、直列共振コンデンサC1—疎結合トランスVFTの一次巻線N11—絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の直列回路が接続されていることになる。

従って、この場合には、上記直列共振コンデンサC1のキャパシタンスと、一次巻線N1を含む絶縁コンバータトランスPITのリーケージインダクタンスL1、及び疎結合トランスVFTの一次巻線N11のインダクタンス成分L11とによって、一次側直列共振回路が形成される。そして、上記のようにして、この一次側直列共振回路がスイッチング出力点に対して接続されていることで、スイッチン

グ素子Q1, Q2のスイッチング出力が一次側直列共振回路に伝達されることになる。一次側直列共振回路では伝達されたスイッチング出力に応じて共振動作するが、これによって、一次側スイッチングコンバータの動作を電流共振形とする。

【0058】

従って、この図に示す一次側スイッチングコンバータとしては、一次側直列共振回路 (C1-L11-L1) による電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振回路 (Cp//L1(-L11)) とによる部分電圧共振動作とが得られることになる。

つまり、この図に示す電源回路は、一次側スイッチングコンバータを共振形とするための共振回路に対して、他の共振回路とが組み合わされた形式を採っていることになる。つまり、複合共振形コンバータとしての構成を採っている。

【0059】

ここでの図示による説明は省略するが、絶縁コンバータトランスPITの構造としては、例えばフェライト材によるE型コアを組み合わせたEE型コアを備える。そして、一次側と二次側とで巻装部位を分割したうえで、一次巻線N1と、次に説明する二次巻線N2を、EE型コアの中央磁脚に対して巻装している。

そして、EE型コアの中央磁脚に対しては1.0mm～1.5mmのギャップを形成するようにしている。これによって、0.7～0.8程度の結合係数による疎結合の状態を得るようにしている。

【0060】

絶縁コンバータトランスPITの二次側には、二次巻線N2が巻装されている。この二次巻線N2には、一次巻線N1に伝達されたスイッチング出力に応じた交番電圧が励起される。

二次巻線N2に対しては、図示するようにしてセンタータップを設けて二次側アースに接続した上で、整流ダイオードD01, D02、及び平滑コンデンサC0から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサC0の両端電圧として二次側直流出力電圧E0が得られる。この二次側直流出力電圧E0は、図示しない負荷側に供給されるとともに、次に説明する制御回路1のための検出電圧としても分岐して入力される。

【0061】

制御回路1は、例えば二次側の直流出力電圧 E_0 のレベルに応じて、そのレベルが可変される電流又は電圧を制御出力として得る。この制御出力は、コントロールIC2の制御端子 V_c に対して出力される。

コントロールIC2では、制御端子 V_c に入力された制御出力レベルに応じて、ドライブ信号出力端子 V_{GH} 、 V_{GL} から出力すべきハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号とについて、互いに交互にオン／オフさせるタイミングを保たせたうえで、各ドライブ信号の周波数を同期させた状態で可変するように動作する。

これにより、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング周波数は、制御端子 V_c に入力された制御出力レベル（つまり二次側直流出力電圧レベル）に応じて、可変制御されることになる。

スイッチング周波数が可変されることによって、一次側直列共振回路における共振インピーダンスが変化することになる。このようにして共振インピーダンスが変化することによって、一次側直列共振回路の一次巻線N1に供給される電流量が変化して二次側に伝送される電力も変化することになる。これにより、二次側直流出力電圧 E_0 のレベルが変化することとなって定電圧制御が図られることになる。

【0062】

続いて、先に説明した構成による力率改善回路3の動作を図3の波形図を参照して説明する。

例えば図3（a）示す周期により交流入力電圧 V_{AC} が得られているとすると、商用交流電源ACから整流電流経路に流れようとする交流入力電流 I_{AC} は、図3（b）に示すようにして、交流入力電圧 V_{AC} が正／負の期間において、それぞれ正極性／負極性となるようにして流れる。

また、商用交流電源ACのラインにおけるフィルタコンデンサCNと疎結合トランスVFTの二次巻線N12の端部との接続点と、一次側アースとの間の電位 V_1 は、図3（c）により示す波形が得られる。

ブリッジ整流回路Diの正極入力端子と一次側アース間の電位 V_2 は、図3（

e) に示す波形が得られる。

【0063】

ここで、疎結合トランス VFT においては、一次巻線 N11 に対して一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力が伝達される。これに応じて、疎結合トランス VFT の二次巻線 N12 には、交番電圧が励起されることになる。疎結合トランス VFT の二次巻線 N12 は、前述もしたように、整流電流経路に挿入されているから、疎結合トランス VFT によっては、一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還する動作が得られることになる。

上記図 3 (c) (e) に示す電位 V1, V2 は、図示するようにして、交流入力電圧 IAC の導通期間以外の期間において、交番波形成分が重畳されている。これは、上記のようにして、一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力が電圧帰還されることで得られる。

【0064】

そして、これに応じて、商用交流電源 AC のラインから疎結合トランス VFT の二次巻線 N12 に流れようとする電流 I2 は、図 3 (f) に示すようにして、定常的な交番波形として流れる。この電流 I2 は、0 レベルを中心に一定の振幅とされたうえで、交流入力電流 IAC の導通期間に対応して、正極性の整流電流 I1 の成分が重畳された波形として得られる。

【0065】

そして、交流入力電圧 VAC が正極性／負極性となる期間の各々において、図 3 (c) に示した電位 V1 が、それぞれ最大／最小となる近傍のタイミングでは、電位 V1 のレベルが整流平滑電圧 Ei よりも高くなる期間が生じ、この期間において、ブリッジ整流回路 Di から平滑コンデンサ Ci に対して、図 3 (d) に示す整流電流 I1 が流れる。

ブリッジ整流回路 Di を形成する高速リカバリ型の整流ダイオード (Da~Dd) に整流電流が流れるとき、これらの整流ダイオードでは、疎結合トランス VFT の二次巻線 N12 に励起された交番電圧に応じて、スイッチング動作を行う。これにより、整流ダイオードに流れる整流電流は断続されることになり、整流電流 I1 としては、図 3 (d) に示すようにして交番波形となる。

【0066】

整流電流 I_1 は、交流入力電圧 V_{AC} が正の期間内では、フィルタコンデンサ C_N から商用交流電源 AC の正極ラインを介して、二次巻線 N_{12} →ブリッジ整流回路 D_i の整流ダイオード D_a →平滑コンデンサ C_i →一次側アース→整流ダイオード D_d →商用交流電源 AC の負極ラインによる整流電流経路で流れる。

また、交流入力電圧 V_{AC} が負の期間内では、フィルタコンデンサ C_N から商用交流電源 AC の負極ラインを介して、整流ダイオード D_c →平滑コンデンサ C_i →一次側アース→整流ダイオード D_b →二次巻線 N_{12} による整流電流経路で流れる。

【0067】

このようにして、高速リカバリ型の整流ダイオード ($D_a \sim D_d$) によって、整流電流がスイッチングされるようにして断続されることで、整流出力電圧レベルが整流平滑電圧 E_i のレベルよりも低いとされる期間にも平滑コンデンサ C_i への充電電流が流れるようにされる。

この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近付くようにされることで、図3 (b) に示すようにして、交流入力電流 I_{AC} の導通角が拡大される。このようにして、交流入力電流 I_{AC} の導通角が拡大される結果、力率改善が図られることになる。

【0068】

図4には、図1に示した構成による電源回路の特性として、交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ 時における、負荷電力 $P_o = 0 \sim 150W$ の変動に対する電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$)、力率 P_F 、及び整流平滑電圧 E_i の変化を示している。

また、図5には、図1に示した構成による電源回路の特性として、負荷電力 $P_o = 150W$ 時における、交流入力電圧 $V_{AC} = 85V \sim 120V$ の変動に対する電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$)、力率 P_F 、及び整流平滑電圧 E_i の変化を示している。

【0069】

また、参考として、上記図4及び図5に示した実験結果を得るにあたっての、図1に示した回路の各部の定数を示しておく。

フィルタコンデンサ $C_N = 1 \mu F$

絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 $N_1 = 32 T$

絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N_2 : センタータップを分割位置として $23 T + 23 T$ (ターン)

一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.068 \mu F$

一次側部分共振コンデンサ $C_p = 680 pF$

疎結合トランス V F T: E E-28 のフェライトコア、ギャップ長 = 1.5mm

一次巻線 N_{11} のインダクタンス $L_{11} = 75 \mu H$

二次巻線 N_{12} のインダクタンス $L_{12} = 50 \mu H$

【0070】

これら図4及び図5に基づいて、負荷電力 $P_o = 150 W$ 時における、図1に示す電源回路と、先に図12に示した先行技術としての電源回路とを比較してみると次のようになっている。なお、先行技術としては、図12及び図15の2つの電源回路を示しているが、ここでは図1の電源回路と同等の負荷条件に対応すべき構成を採る図12の回路を比較対象としている。

【0071】

先ず、力率に関しては、図1に示す回路では力率 $P_F = 0.78$ となっており、先に図12に示した電源回路の力率 $P_F = 0.75$ よりも向上していることが分かる。

また、図1に示す回路の電力変換効率は ($\eta_{AC \rightarrow DC}$)、 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 90.6\%$ であるのに対して、図12に示す回路では、 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 87.5\%$ であったから、 3.1% 向上していることになる。従って、交流入力電力 P_{in} については、図12に示した回路が $171.4 W$ であるのに対して、図1に示す回路では $165.5 W$ となっており、 $5.9 W$ 低下していることになる。これは、図12に示す回路構成において、パワーチョークコイル P C H を挿入しない (力率改善無し) の構成と同等の電力変換効率となっている。

整流平滑電圧 E_i のレベルについては、図1に示す回路では、 $E_i = 143 V$

となっている。図12に示す回路において、パワーチョークコイルPCHを挿入しない（力率改善無し）の構成の場合には $E_i = 134\text{ V}$ であり、本実施の形態では、これよりも高いレベルの整流平滑電圧 E_i が得られていることになる。このような整流平滑電圧 E_i の上昇は、整流平滑電圧 E_i として、スイッチング出力の電圧帰還分が重畳されることで得られるものである。

【0072】

また、図1に示す回路では、パワーチョークコイルPCHが省略され、代わりに、疎結合トランスVFTが設けられている。

図12に示す回路のパワーチョークコイルPCHは、その重量が153gであり、基板占有面積は11平方cmであった。これに対して、図1に示す回路では、疎結合トランスVFTとフィルタコンデンサCNを総合しても、重量が48gであり、図12に示す回路のパワーチョークコイルPCHの約31%にまで軽減されている。また、基板占有面積は9平方cmであるから、約82%程度にまで縮小が図られていることになる。

このようにして、図1に示す電源回路は、力率改善機能を有する負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 以上に対応可能な電源回路として、図12に示す電源回路よりも、小型、軽量化が図られることになる。

【0073】

また、パワーチョークコイルPCHが省略されることで、このパワーチョークコイルPCHにて発生する漏洩磁束による負荷側への影響も考慮する必要がない。このため、例えばパワーチョークコイルPCHに磁気シールド板を施すような対策も不要となるから、この点でも、回路の小型軽量化に寄与することになる。

【0074】

図6は、本発明の第2の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。この図に示す電源回路も、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 系の単レンジで、負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 以上の条件に対応する。なお、この図において、図1と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

この図に示す電源回路においては、まず、絶縁コンバータトランスPITの二次巻線N2に対して、並列共振コンデンサC2を並列に接続している。

この並列共振コンデンサC2は、自身のキャパシタンスと二次巻線N2のリーケージインダクタンスL2によって、二次側並列共振回路を形成するものとされる。そして、並列共振コンデンサC2のキャパシタンスとしては、1000 pF～3300 pFが選定される。そして、実際に選定されるキャパシタンスの値により、この二次側並列共振回路は、二次側の整流回路の動作を電圧共振形とする電圧共振回路、又は、部分電圧共振動作を得るための部分電圧共振回路として形成されることになる。

つまり、第2の実施の形態の電源回路は、複合共振形コンバータとして、二次側にも共振回路を備える構成を採っている。このようにして、二次側に共振回路を備えることによって、より安定したスイッチング動作を得たり、また、より重負荷の条件に対応することが可能となる。

【0075】

また、この図6に示す電源回路の力率改善回路3は、図1に示した力率改善回路3と比較すると、構成部品として、高速リカバリ型の整流ダイオードD1、D2が追加されている。つまり、この場合には、ブリッジ整流回路Diの整流ダイオードによっては、整流電流をスイッチングにより断続することは行わない。そして、整流電流経路内において、整流電流をスイッチングするためのダイオードとして、上記整流ダイオードD1、D2を備えるものである。また、この場合のブリッジ整流回路Diの整流ダイオードDa～Ddは、整流電流をスイッチングしないことに対応して、低速リカバリ型とされることになる。

【0076】

そして、この場合のブリッジ整流回路Diの正極入力端子は、商用交流電源ACと直接接続される。また、ブリッジ整流回路Diの正極入力端子は、疎結合トランスVFTの二次巻線N12の直列接続から、整流ダイオードD2のアノード→カソードを介して平滑コンデンサCiの正極端子と接続される。

また、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子は、整流ダイオードD1のアノード→カソードを介して、平滑コンデンサCiの正極端子と接続される。

また、この場合のフィルタコンデンサCNは、ブリッジ整流回路Diの正極入力端子と、平滑コンデンサCiの正極端子（整流ダイオードD1、D2の各アノー

ドの接続点) との間に挿入される。

【0077】

上記のようにして形成される力率改善回路3の動作は次のようになる。

力率改善回路3において、交流入力電流 I_{AC} は、商用交流電源 AC の正極ラインから、ブリッジ整流回路 D_i を形成するダイオード D_a を介して流れる第1整流電流 I_1 と、商用交流電源 AC の正極ラインから、疎結合トランス VFT の二次巻線 N12 を流れる第2整流電流 I_2 とに分岐して流れることになる。

まず、交流入力電圧 V_{AC} が正の期間において、第1整流電流 I_1 は、商用交流電源 AC の正極ライン→整流ダイオード D_a (ブリッジ整流回路 D_i) →整流ダイオード D_1 →平滑コンデンサ C_i →ダイオード D_d (ブリッジ整流回路 D_i) →商用交流電源 AC の負極ラインの経路で流れる。

また、第2整流電流 I_2 は、商用交流電源 AC の正極ラインから分岐して、二次巻線 N12 (疎結合トランス VFT) →整流ダイオード D_2 の経路で流れ、平滑コンデンサ C_i に流入する。

【0078】

また、交流入力電圧 V_{AC} が負の期間では、第1整流電流 I_1 は、商用交流電源 AC の負極ライン→ダイオード D_c (ブリッジ整流回路 D_i) →整流ダイオード D_1 →平滑コンデンサ C_i →ダイオード D_b (ブリッジ整流回路 D_i) →商用交流電源 AC の負極ラインの経路で流れる。

また、第2整流電流 I_2 は、整流ダイオード D_b (ブリッジ整流回路 D_i) から分岐して、二次巻線 N12 (疎結合トランス VFT) →整流ダイオード D_2 の経路で流れ、平滑コンデンサ C_i に流入する。

【0079】

そして、力率改善回路3内には、疎結合トランス VFT の二次巻線 N12 に励起された交番電圧によって、スイッチング出力が電圧帰還されている。このため、上記のようにして整流電流が流れる過程において、第1整流電流 I_1 は、高速リカバリ型の整流ダイオード D_1 により、第2整流電流 I_2 は、高速リカバリ型の整流ダイオード D_2 により、それぞれスイッチングされることで交番波形となる。

なお、このようにしてスイッチング周期により交番波形として得られる高周波

の電流成分は、フィルタコンデンサCNにて充放電されるようにして吸収され、ノーマルモードノイズが抑制される。

【0080】

このようにして、高速リカバリ型の整流ダイオードD1, D2によって、整流電流がスイッチングされるようにして断続される結果、交流入力電流 I_{AC} の導通角が拡大され、力率改善が図られる。

【0081】

そして、このような構成による図6に示す電源回路においても、図1に示した電源回路と同様に、図12の電源回路と比較した場合には、電力変換効率の向上、回路基板の小型軽量化が図られることになる。

【0082】

図7は、本発明の第3の実施の形態としての電源回路の構成例を示している。先に図1及び図6に示した、第1及び第2の実施の形態の電源回路が、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 系の単レンジで、負荷電力 $P_o=150W$ 以上の条件に対応するのに対し、この第3の実施の形態としての電源回路は、同じ交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 系の単レンジであっても、負荷電力 $P_o=250W$ 以上の条件に対応する。従って、対応可能な負荷条件としては、図15に示した電源回路と同様となる。

なお、この図において、図1又は図6と同一部分には同一符号を付し、同様となる構成部位についての説明は省略する。

【0083】

この図に示す電源回路においては、力率改善回路3内に備えられる整流回路系の基本的な構成として、倍電圧整流回路が形成される。

つまり、2本の直列接続した平滑コンデンサ C_{i1} , C_{i2} を備え、この平滑コンデンサ $C_{i1}-C_{i2}$ の直列回路を、ブリッジ整流回路 D_i の正極出力端子と一次側アース間に対して並列に挿入する。

そして、商用交流電源ACの負極ラインを、平滑コンデンサ $C_{i1}-C_{i2}$ の接続点に対して接続する。代わりに、ブリッジ整流回路 D_i の負極入力端子は、同じブリッジ整流回路 D_i の正極入力端子に接続して、整流電流経路内において、

ブリッジ整流回路 D_i を形成する整流ダイオード D_a , D_c が並列に接続されるようにする。

また、この場合のブリッジ整流回路 D_i の各整流ダイオード $D_a \sim D_d$ は、整流電流をスイッチングすることに対応して、高速リカバリ型とされている。

このようにして形成される倍電圧整流回路は、後述するような整流動作によって、交流入力電圧 V_{AC} の 2 倍のレベルに対応する整流平滑電圧 E_i (直流入力電圧) を生成する。倍電圧整流回路によって、整流平滑電圧 E_i のレベルを上昇させることで、例えば図 1 及び図 6 に示した回路よりも重負荷の条件に対応可能な構成としているものである。

【0084】

上記した力率改善回路 3 の力率改善動作について、図 8 の波形図を参照して説明する。また、ここでは力率改善回路 3 の力率改善動作と共に、この力率改善回路 3 に含まれるとされる、倍電圧整流回路の整流動作についても説明する。

【0085】

ここで、図 8 (a) 示す周期により交流入力電圧 V_{AC} が入力されているとすると、図 8 (c) に示す電位 V_1 は、図示するようにして、交流入力電圧 V_{AC} が正となる期間で最大値となり、交流入力電圧 V_{AC} が負となる期間で 0 V の最小値となる正弦波となる。この電位 V_1 は、図示するようにして、第 2 整流電流 I_2 が流れる経路である、商用交流電源 AC の正極ラインにおけるフィルタコンデンサ C_N と疎結合トランス VFT の二次巻線 N_{12} の接続点と、一次側アースとの間の電位である。

【0086】

そして、この第 2 整流電流 I_2 は、交流入力電圧 V_{AC} の絶対値が、上記図 8 (c) に示す電位 V_1 の絶対値よりも高いとされる正／負の各期間において、交流入力電流 I_{AC} を基として流れることになる。第 2 整流電流 I_2 は、図 8 (e) に示すようにして、交流入力電圧 V_{AC} が正極性／負極性の各期間において、それぞれ正極性／負極性により、図示する交番波形により流れる。

【0087】

先ず、商用交流電源 V_{AC} が正極性となる期間においては、第 2 整流電流 I_2 は

、フィルタコンデンサCNから商用交流電源ACの正極ラインを介して、疎結合トランスVFTの二次巻線N12を流れ、さらに、ブリッジ整流回路Diの整流ダイオードDa//Dcの並列回路を流れる。そして、整流ダイオードDa//Dcの並列回路を経由した電流は、第1整流電流I1として、平滑コンデンサCi1の正極端子→負極端子に流入して、さらに、商用交流電源ACの負極ラインからフィルタコンデンサCNに流入する。

また、交流入力電圧VACが負となる期間においては、第2整流電流は、フィルタコンデンサCNから商用交流電源ACの負極ラインを経由して、平滑コンデンサCi2の正極端子→負極端子に流入し、さらに一次側アースを介するようにして、ブリッジ整流回路Diの整流ダイオードDbに流れる。そして、整流ダイオードDbを経由した整流電流I2は、疎結合トランスVFTの二次巻線N12を介して、商用交流電源ACの正極ラインからフィルタコンデンサCNに流入する。

【0088】

上記したような整流電流の流れによると、先ず、整流動作としては、交流入力電圧VACが正極性の期間において平滑コンデンサCi1に対する充電が行われることになって、この平滑コンデンサCi1には、交流入力電圧VACに対して等倍となるレベルの整流平滑電圧が得られる。同様にして、交流入力電圧VACが負極性の期間においては、平滑コンデンサCi2に対する充電が行われるので、この平滑コンデンサCi2にも、交流入力電圧VACに対して等倍レベルの整流平滑電圧が得られる。

この結果、平滑コンデンサCi1-Ci2の直列接続回路の両端電圧としては、交流入力電圧VACの2倍のレベルに対応する整流平滑電圧Eiが得られることになる。つまり、倍電圧整流動作が得られることになる。

【0089】

なお、上記第2整流電流I2は、交流入力電圧VACが正極性となる期間のみではあるが、整流ダイオードの並列回路(Da//Dc)に流すようにしている。これは、図7に示す電源回路が、図1又は図6に示す実施の形態の電源回路よりも重負荷の条件であることに対応している。つまり、重負荷の条件となるのに従って整流電流量は増加するのであるが、上記のように整流電流を整流ダイオードに並

列に流すようにすれば、整流ダイオードに流れる電流量が低減されることになるので、それだけ、整流ダイオードにかかる負担を軽減することができるものである。

【0090】

また、このような回路構成による力率改善回路3においても、疎結合トランスVFTの二次巻線N2に交番電圧が励起され、整流電流経路にスイッチング周期の交番電圧成分が重畳されることになる。つまり、整流電流経路に対してスイッチング出力が電圧帰還される。そして、スイッチング周期の交番電圧成分が重畳されることによって、ブリッジ整流回路Diの整流ダイオードは、整流電流をスイッチングする動作が得られる。

つまり、上記した整流電流経路からも分かるように、交流入力電圧VACが正極性の期間では、整流ダイオードDa, Dcにおいて整流電流をスイッチングして断続する動作が得られ、結果的に、図8(d)(e)に示すようにして、第1整流電流I1、第2整流電流I2は、スイッチング周期による交番波形となって整流電流経路を流れる。

また、交流入力電圧VACが負極性の期間では、整流ダイオードDbにおいて整流電流をスイッチングして断続する動作が得られることになり、図8(e)に示すようにして、負極性方向により流れる交番波形となるものである。

そして、このようにして、ブリッジ整流回路Diの整流ダイオードによって整流電流がスイッチングされることによって、これまで説明してきたように、図8(b)に示すように交流入力電流IACの導通角が拡大され、力率改善が図られることとなる。

【0091】

図9に、図7に示した構成による電源回路の特性として、交流入力電圧VAC=100Vにおける、負荷電力Po=0~300Wの変動に対する電力変換効率($\eta_{AC/DC}$)、力率PF、及び整流平滑電圧Eiの変化を示す。

また、図10に、図7に示した構成による電源回路の特性として、負荷電力Po=300Wにおける、交流入力電圧VAC=85V~120Vの変動に対する電力変換効率($\eta_{AC/DC}$)、力率PF、及び整流平滑電圧Eiの変化を示している。

【0092】

また、参考として、上記図9及び図10に示した実験結果を得るにあたっての、図7に示した回路の各部の定数を示しておく。

フィルタコンデンサ $C_N = 1 \mu F$

絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 $N_1 = 35 T$

絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N_2 : センタータップを分割位置として $25 T + 25 T$ (ターン)

一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.039 \mu F$

一次側部分共振コンデンサ $C_p = 680 pF$

疎結合トランス V F T: E E-28 のフェライトコア、ギャップ長 = 1.5mm

一次巻線 N_{11} のインダクタンス $L_{11} = 130 \mu H$

二次巻線 N_{12} のインダクタンス $L_{12} = 100 \mu H$

【0093】

これら図9及び図10に示す実験結果から、図7に示す電源回路と、先行技術として示した図15に示す回路とについて、負荷電力 $P_o = 300 W$ の負荷条件での比較を行うと、次のようになる。

まず、力率に関しては、図7に示す回路では力率 $P_F = 0.80$ となっており、図15に示す電源回路の力率 $P_F = 0.75$ よりも向上していることが分かる。

また、図7に示す回路の電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) は、 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 93.5\%$ であるのに対して、図15に示す回路では、 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 91.1\%$ であったから、2.4%向上していることになる。従って、交流入力電力 P_{in} については、図15に示した回路が $326.0 W$ であるのに対して、図7に示す回路では $317.5 W$ となっており、8.5 W 低下していることになる。これは、図15に示す回路構成において、パワーチョークコイル P C H を挿入しない (力率改善無し) の構成と比較しても、さらに電力変換効率が向上されているという結果が得られ

ている。

整流平滑電圧 E_i のレベルについては、図 7 に示す回路では、 $E_i = 269\text{ V}$ となっている。図 15 に示す回路において、パワーチョークコイル PCH を挿入しない（力率改善無し）の構成の場合には $E_i = 264\text{ V}$ であり、本実施の形態では、これよりも高いレベルの整流平滑電圧 E_i が得られていることになる。

【0094】

そして、この図 7 に示す回路についても、実装部品の観点から図 15 の回路と比較を行った場合には、パワーチョークコイル PCH が省略される代わりに、疎結合トランス VFT が設けられていることになる。

図 15 に示す回路の場合には、より重負荷の条件に対応するために、パワーチョークコイル PCH の重量は 240 g であり、基板占有面積は 19 cm^2 であった。これに対して、図 7 に示す回路においては、疎結合トランス VFT 及びフィルタコンデンサ CN の総重量は 48 g であり、また、疎結合トランス VFT の占有面積は 9 cm^2 であるから、重量は 20% 程度にまで軽減され、占有面積は、 47% 程度と大幅に縮小されている。

このように、図 7 に示す電源回路としても、力率改善機能を有する負荷電力 $P_o = 250\text{ W}$ 以上に対応可能な電源回路として、図 15 に示す電源回路と比較して大幅に小型、軽量化が図られることになる。

また、図 7 の電源回路についても、パワーチョークコイル PCH にて発生する漏洩磁束による負荷側への影響を考慮した、磁気シールド板等の対策が不要となる。

【0095】

図 11 は、本発明の第 4 の実施の形態としての電源回路の構成例を示している。この第 4 の実施の形態としての電源回路も、図 7 に示した第 3 の実施の形態の電源回路と同様にして、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 系の単レンジで、負荷電力 $P_o = 250\text{ W}$ 以上の条件に対応した構成を採る。なお、図 1、図 6、及び図 7 と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

【0096】

先ず、この図に示す電源回路においても、負荷電力 $P_o = 250\text{ W}$ 以上の条件

に対応するために、力率改善回路 3 内に備えられる整流回路系としては、倍電圧整流回路が形成され、直列接続された平滑コンデンサ C_{i1} - C_{i2} の両端に得られる整流平滑電圧 E_i としては、交流入力電圧 V_{AC} の 2 倍に対応したレベルを有する。

【0097】

但し、この図 11 に示すブリッジ整流回路 D_i を形成する整流ダイオード $D_a \sim D_d$ には、低速リカバリ型が選定される。つまり、この場合には、ブリッジ整流回路 D_i の整流ダイオードによっては、整流電流をスイッチングにより断続することは行わない。そして、整流電流経路内において、整流電流をスイッチングするためのダイオードとして、高速リカバリ型の整流ダイオード D_1 , D_2 が備えられる。

【0098】

この場合のブリッジ整流回路 D_i の正極入力端子は、商用交流電源 AC の正極ラインとフィルタコンデンサ C_N の接続点に対して接続される。また、ブリッジ整流回路 D_i の正極入力端子は、疎結合トランス VFT の二次巻線 N_{12} - 整流ダイオード D_2 (アノード→カソード) を介して平滑コンデンサ C_{i1} の正極端子に接続される。整流ダイオード D_1 は、アノードを一次側アースに接続し、カソードを整流ダイオード D_2 のカソードに接続するようにされる。

【0099】

また、この場合のブリッジ整流回路 D_i の負極入力端子も、同じブリッジ整流回路 D_i の正極入力端子と接続することで、後述するようにして形成される整流電流経路内において、整流ダイオード $D_a//D_c$ の並列回路が形成されるようにしている。

【0100】

上記のようにして形成される力率改善 3 において、交流入力電圧 V_{AC} が正極性となる期間では、交流入力電流 I_{AC} を基として流れる整流電流は、商用交流電源 AC の正極ライン側のフィルタコンデンサ C_N の端子から流れ出すものとされる。

そして、整流ダイオード $D_a \rightarrow$ 平滑コンデンサ $C_{i1} \rightarrow$ 商用交流電源 AC の負極

ライン→フィルタコンデンサCNの経路により流れる第1整流電流I1の成分と、疎結合トランスVFTの二次巻線N12→整流ダイオードD2→平滑コンデンサCi1→商用交流電源ACの負極ライン→フィルタコンデンサCNの経路により流れる第2整流電流I2の成分とに分岐して流れる。

ここで、整流ダイオードDaはスイッチングを行わないので、第1整流電流I1は交番波形とは成らないが、疎結合トランスVFTの二次巻線N12に励起された交番波形によって、整流ダイオードD2がスイッチングを行うことで、第2整流電流I2は交番波形となる。

【0101】

一方、交流入力電圧VACが負極性となる期間では、交流入力電流IACを基として流れる整流電流は、商用交流電源ACの負極ライン側のフィルタコンデンサCNの端子から流れ出し、先ず、平滑コンデンサCi2の正極端子から負極端子（一次側アース）に流れる。そして、この後において分岐して、整流ダイオードDb→商用交流電源ACの正極ライン→フィルタコンデンサCNの経路と、整流ダイオードD1→疎結合トランスVFTの二次巻線N12→商用交流電源ACの正極ライン→フィルタコンデンサCNの経路とによって流れる。後者の経路により流れる整流電流が、この場合には、第2整流電流I2となる。

なお、この場合にも、整流ダイオードDbはスイッチングを行わないので、前者の経路で流れる整流電流は交番波形とは成らない。これに対して、疎結合トランスVFTの二次巻線N12に励起された交番波形によって、整流ダイオードD1がスイッチングを行うことで、後者の経路で流れる第2整流電流I2は交番波形となる。

【0102】

このようにして、図11に示す力率改善回路では、交流入力電圧VACが正極性／負極性となる各期間において、整流電流は、ブリッジ整流回路Diの所要の整流ダイオードを流れる経路と、高速リカバリ型の整流ダイオードD1又はD2を流れる経路とにより、並列的に分岐して流れる経路部分が形成される。

そして、高速リカバリ型の整流ダイオードD1又はD2側の経路で流れる整流電流が、これら整流ダイオードD1又はD2によりスイッチングされることになるが

、これによって、これまでの説明と同様に、交流入力電流 I_{AC} の導通角は拡大されて力率改善が図られることになる。

【0103】

また、上記した整流電流経路によると、整流動作としては、この図 11 に示す電源回路においても、交流入力電圧 V_{AC} が正極性の期間において平滑コンデンサ C_{i1} に対する充電が行われ、交流入力電圧 V_{AC} が負極性の期間においては、平滑コンデンサ C_{i2} に対する充電が行われる。従って、この場合にも、平滑コンデンサ $C_{i1}-C_{i2}$ の直列接続回路の両端電圧として、交流入力電圧 V_{AC} の 2 倍のレベルに対応する整流平滑電圧 E_i を生成する倍電圧整流動作となっていることが分かる。

【0104】

また、図 11 に示す電源回路においては、図 6 に示した第 2 の実施の形態の場合と同様に、絶縁コンバータトランス PIT の二次巻線 $N2$ に対して、並列共振コンデンサ $C2$ を並列に接続している。

この場合の並列共振コンデンサ $C2$ も、自身のキャパシタンスと二次巻線 $N2$ のリーケージインダクタンス $L2$ によって、二次側の整流回路の動作を電圧共振形とする電圧共振回路、又は、部分電圧共振動作を得るための部分電圧共振回路を形成する。

なお、このような二次側並列共振回路は、図 1 及び図 7 に示した第 1 及び第 3 の実施の形態の電源回路に備えても構わない。また、例えば二次巻線 $N2$ に対して共振コンデンサを直列的に接続して形成される二次側直列共振回路（電流共振回路）を備えることも考えられる。

【0105】

また、本発明としては、これまでに説明した電源回路の構成に限定されるものではない。

例えばスイッチング素子としては、例えば $IGBT$ (Insulated Gate Bipolar Transistor) など、他励式に使用可能な素子であれば、 $MOS-FET$ 以外の素子が採用されて構わない。また、先に説明した各部品素子の定数なども、実際の条件等に応じて変更されて構わない。

また、本発明としては、自励式でハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータを備えて構成することも可能とされる。この場合には、スイッチング素子として例えばバイポーラトランジスタを選定することができる。

さらには、例えば絶縁コンバータトランスPITの二次側において二次側直流出力電圧を生成するための回路構成としても、適宜変更されて構わない。

【0106】

また、力率改善回路3の構成としても、上記各実施の形態として示したもの以外に限定されるものではなく、これまでに本出願人が提案してきた各種の電圧帰還方式による回路構成のうちから、適用可能なものを採用してよい。

【0107】

【発明の効果】

以上説明したように本発明は、力率改善機能を有する単レンジ対応のスイッチング電源回路として、疎結合による力率改善用トランスを備えて整流電流経路にスイッチング出力を電圧帰還することで、整流ダイオードによって整流電流を断続させ、これにより力率改善を図ることとしている。これにより、本発明による電源回路としては、いわゆるチョークインプット方式といわれる、商用交流電源ラインに対してパワーチョークコイルを挿入する構成を採る必要はなくなる。これによって、チョークインプット方式により力率改善を図る場合よりも電力変換効率が大幅に向上されるという効果を有している。

【0108】

また、本発明の電源回路に備えられる力率改善用トランスは、パワーチョークコイルと比較すると、はるかに軽量で小型であることや、磁気シールドを施す必要もないことなどにより、回路基板の小型軽量化の点でも著しい効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図2】

疎結合トランスの構造例を示す断面図である。

【図 3】

第 1 の実施の形態の電源回路の要部の動作を商用交流電源周期により示す波形図である。

【図 4】

第 1 の実施の形態の電源回路についての、負荷変動に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 5】

第 1 の実施の形態の電源回路についての、交流入力電圧の変化に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 6】

第 2 の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 7】

第 3 の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 8】

第 3 の実施の形態の電源回路の要部の動作を商用交流電源周期により示す波形図である。

【図 9】

第 3 の実施の形態の電源回路についての、負荷変動に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 10】

第 3 の実施の形態の電源回路についての、交流入力電圧の変化に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 11】

第 4 の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 12】

先行技術としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 13】

図 12 に示す電源回路についての、負荷変動に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 14】

図 12 に示す電源回路についての、交流入力電圧の変化に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 15】

先行技術としての電源回路の他の構成例を示す回路図である。

【図 16】

図 15 に示す電源回路についての、負荷変動に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

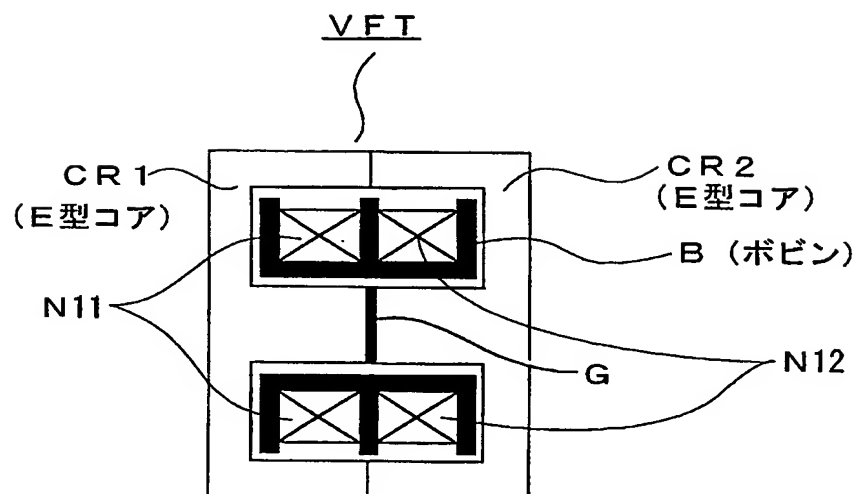
【図 17】

図 15 に示す電源回路についての、交流入力電圧の変化に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

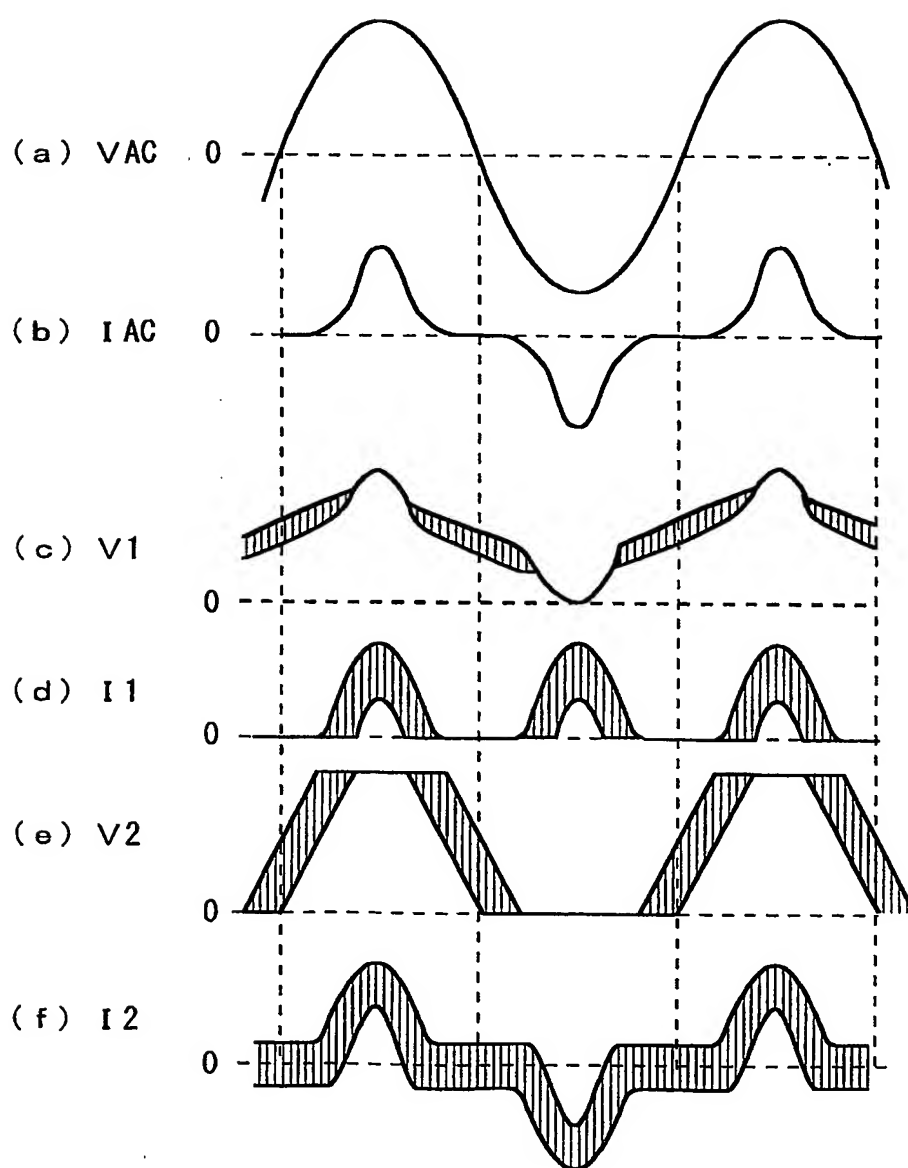
【符号の説明】

1 制御回路、2 コントロール IC、3 力率改善回路、Di ブリッジ整流回路、Da~Dd, D1, D2 (高速リカバリ型) 整流ダイオード、Ci1, Ci2 平滑コンデンサ、Q1, Q2 スイッチング素子、PIT 絶縁コンバータトランス、C1 一次側直列共振コンデンサ、Cp 部分共振コンデンサ、N1 一次巻線 (絶縁コンバータトランス)、N2 二次巻線 (絶縁コンバータトランス)、CN フィルタコンデンサ、VFT 疎結合トランス、N11 一次巻線 (疎結合トランス)、N12 二次巻線 (疎結合トランス)、C2 並列共振コンデンサ

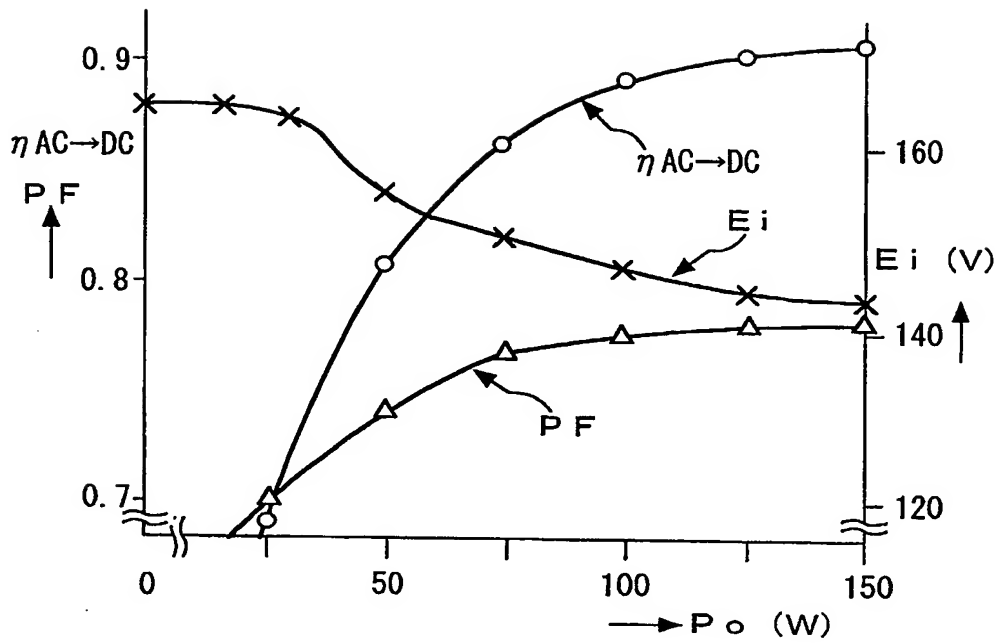
【図 2】



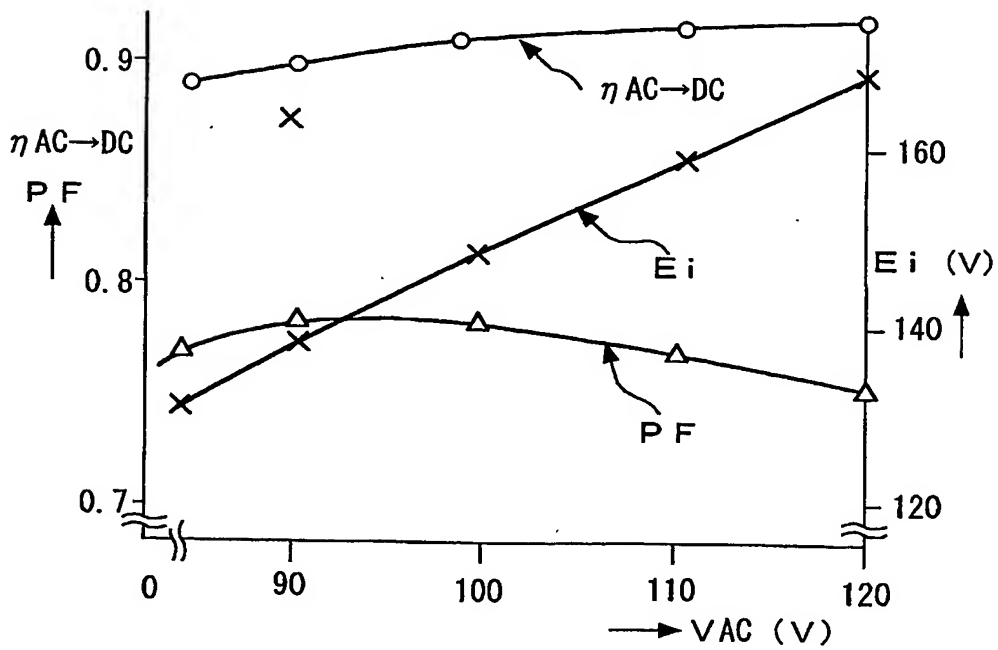
【図 3】



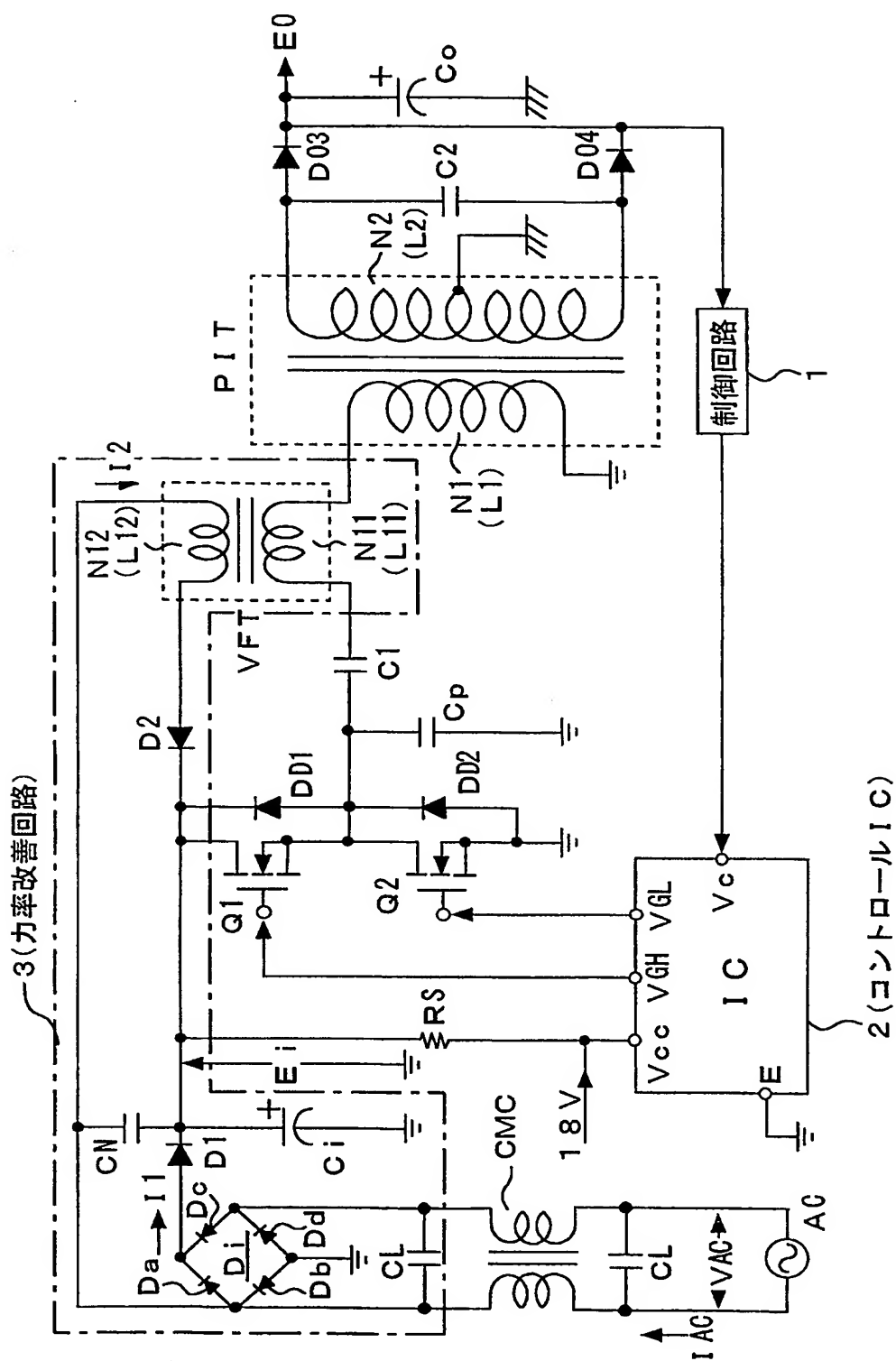
【図 4】



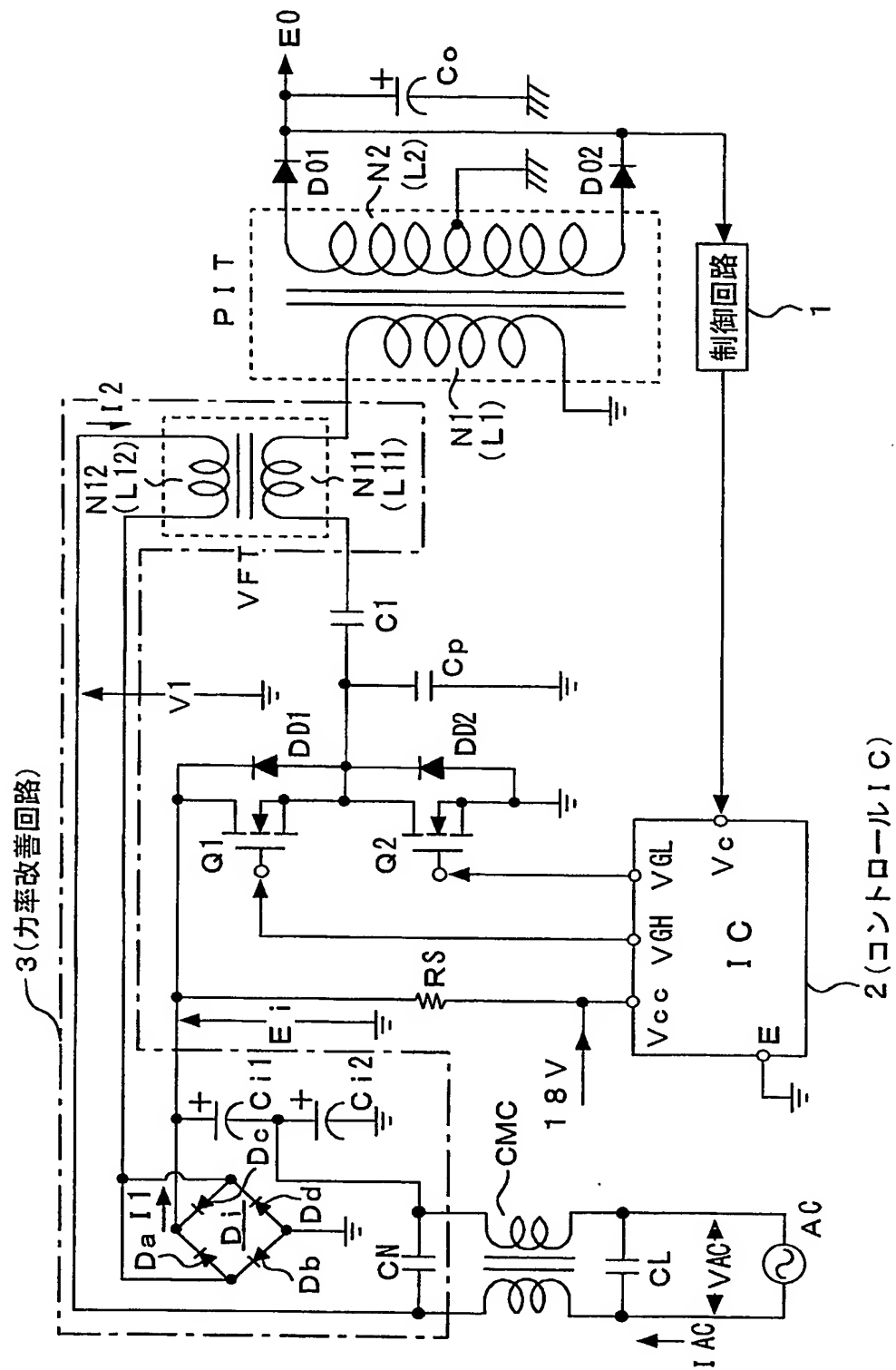
【図 5】



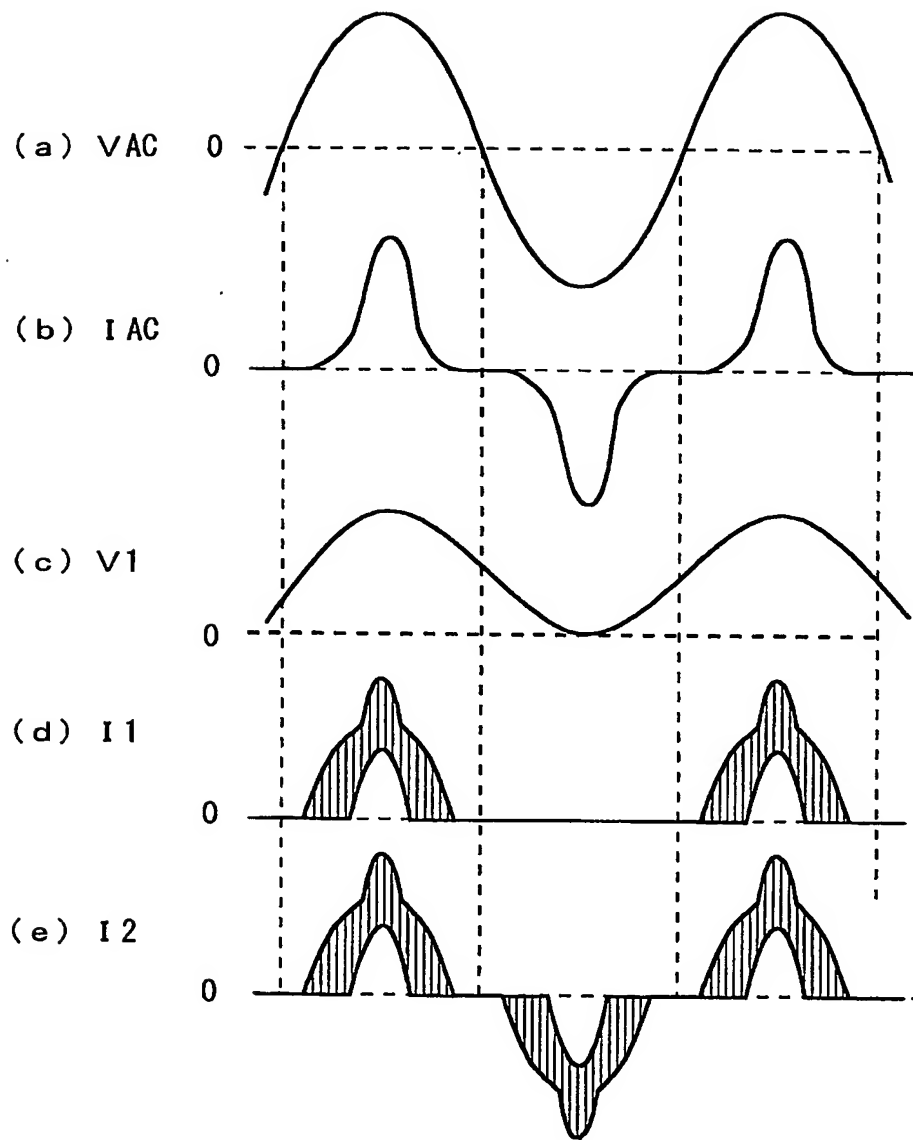
【図 6】



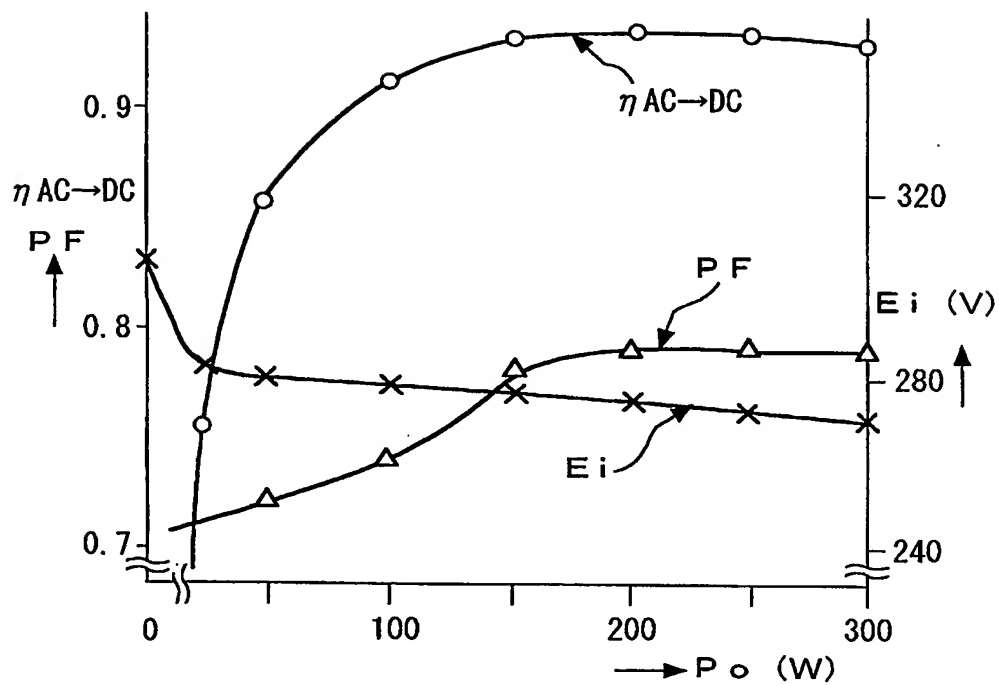
【図 7】



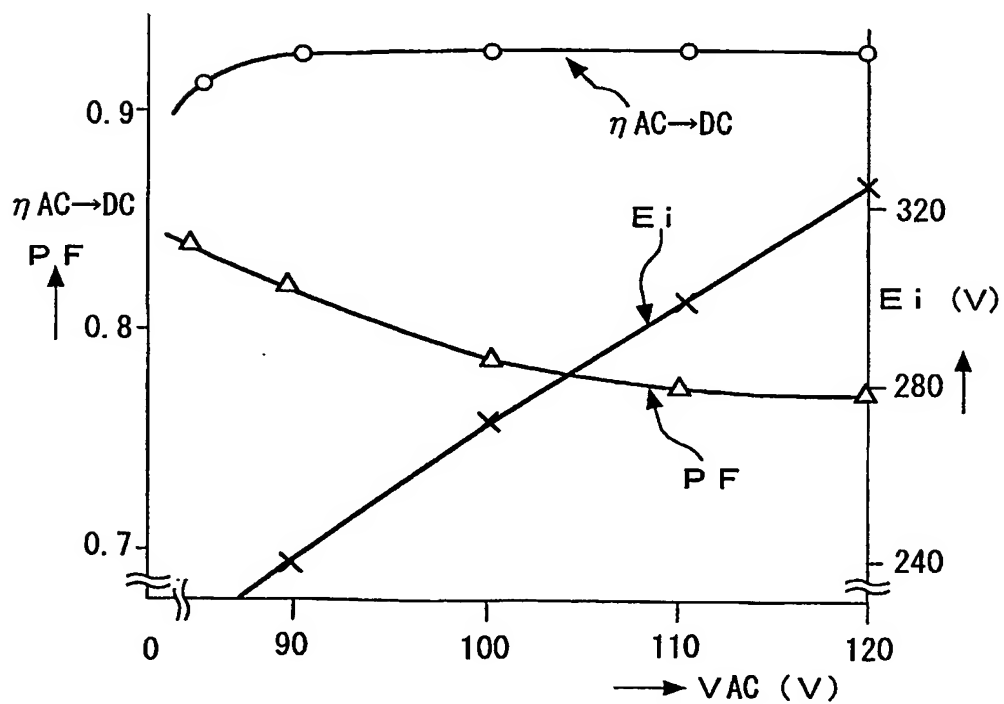
【図 8】



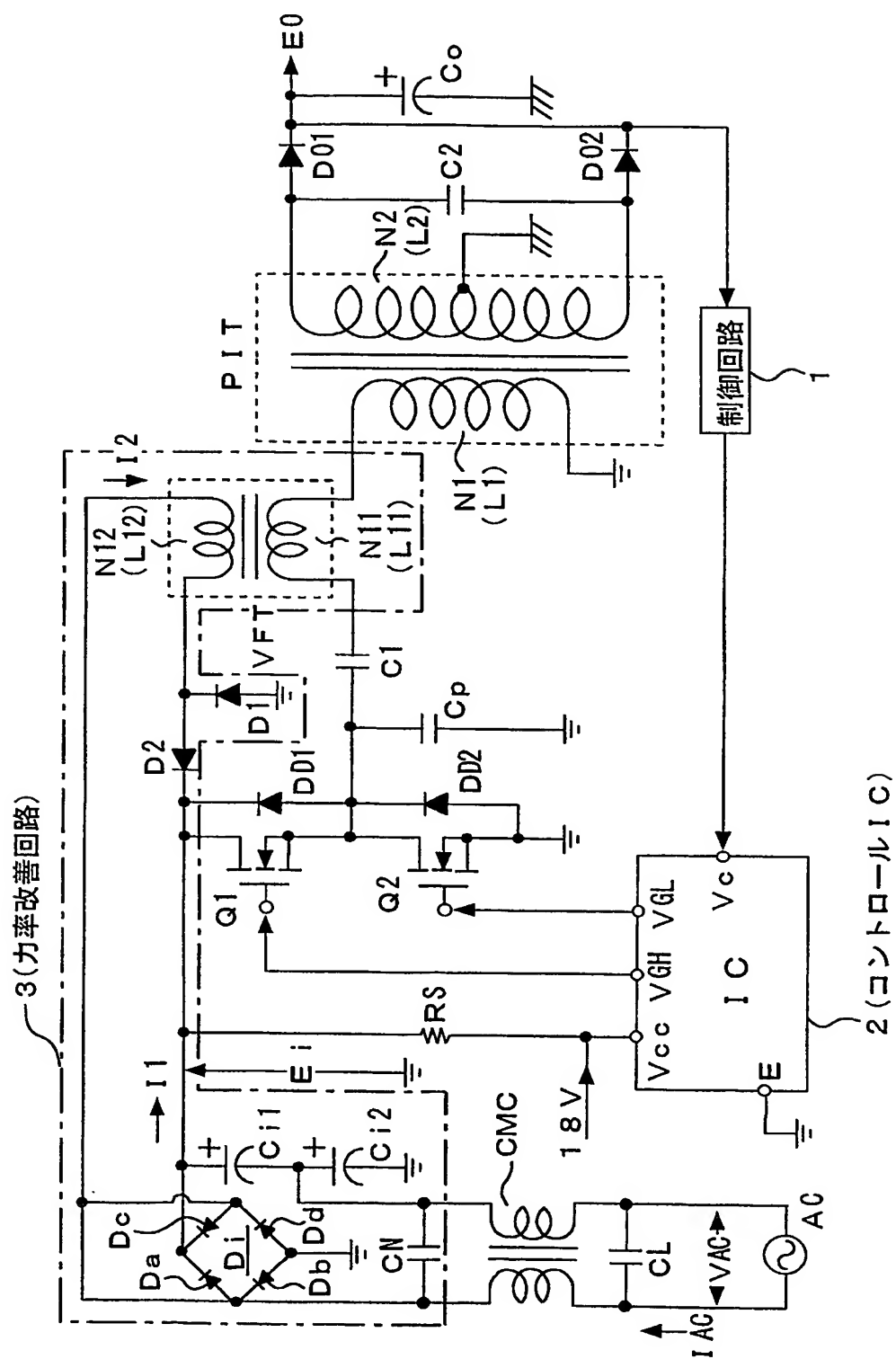
【図 9】



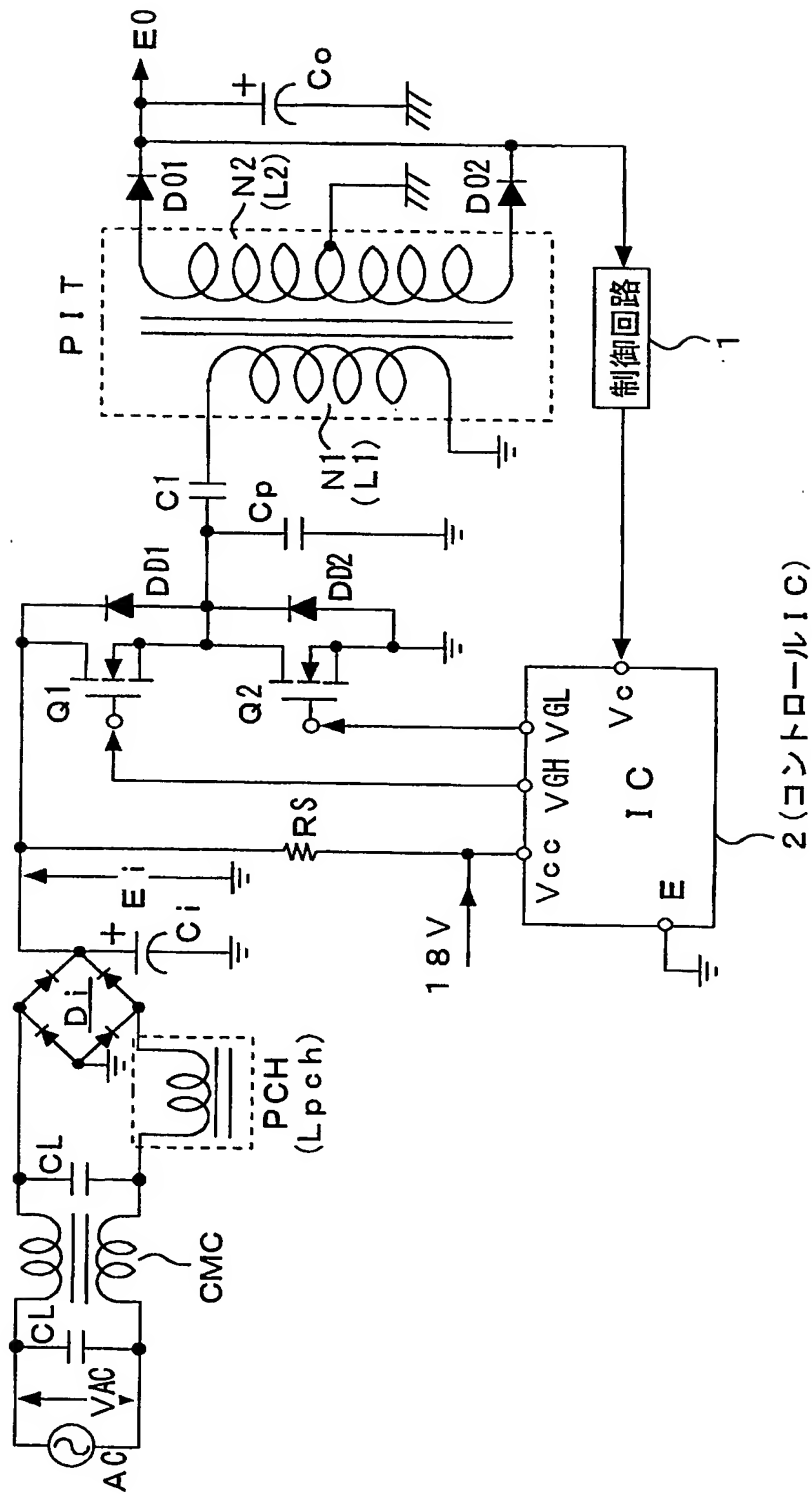
【図 10】



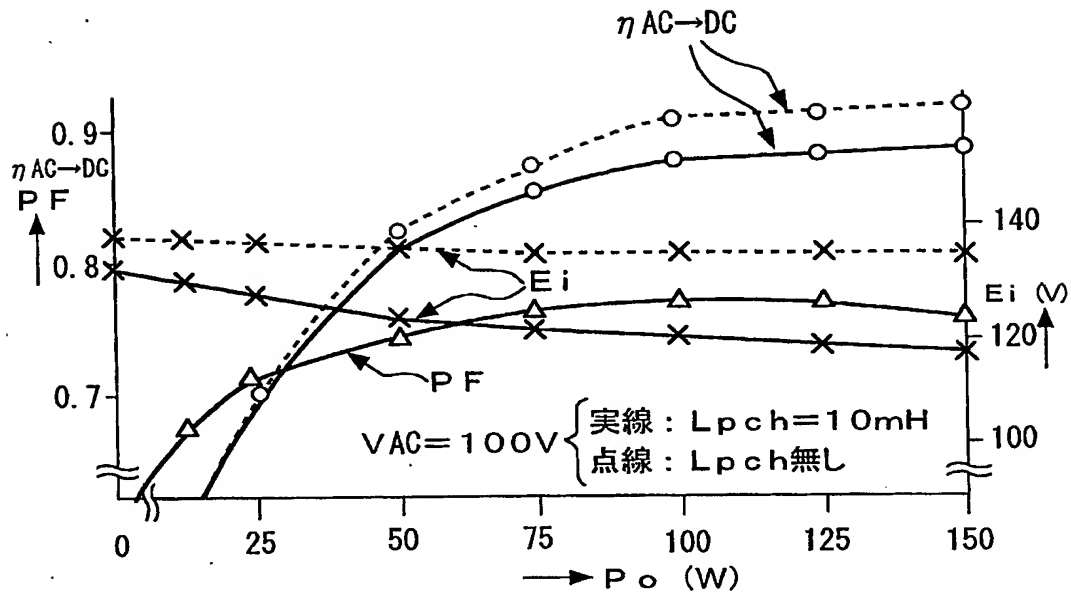
【図 11】



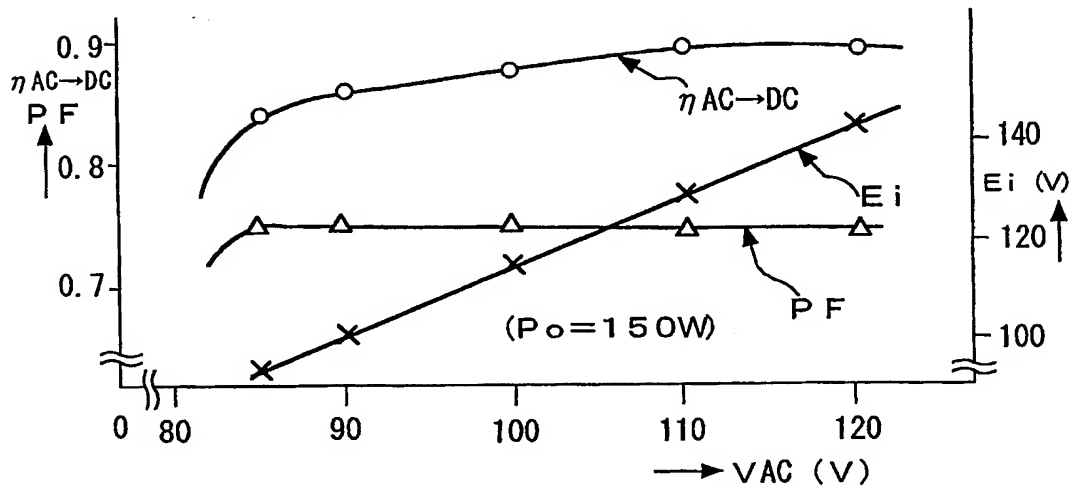
【図 12】



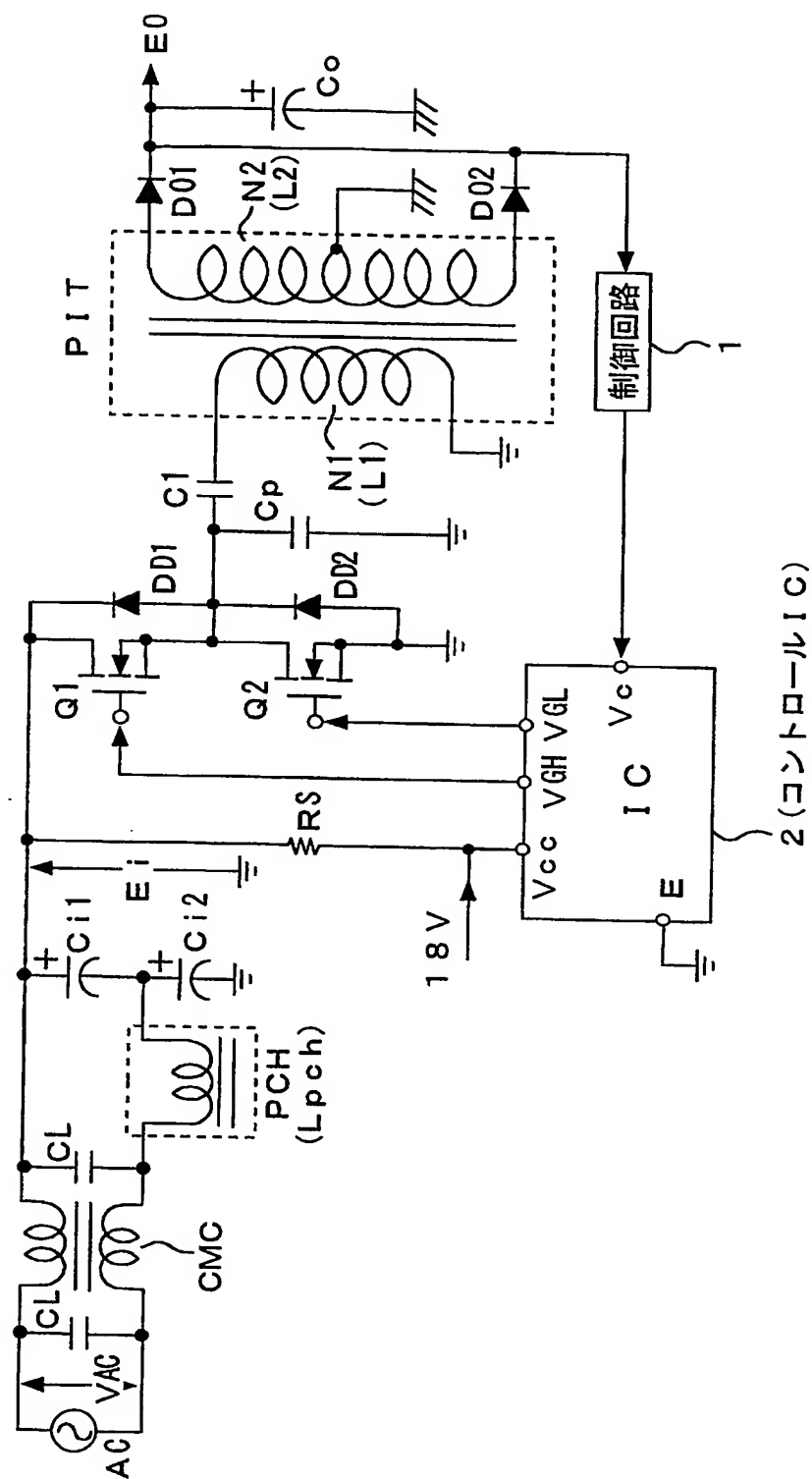
【図 13】



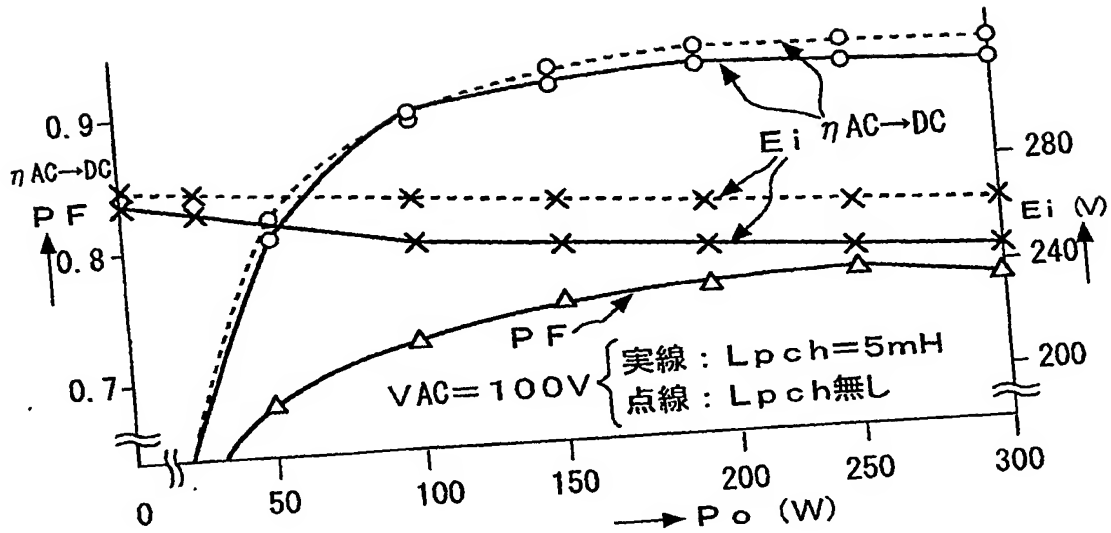
【図 14】



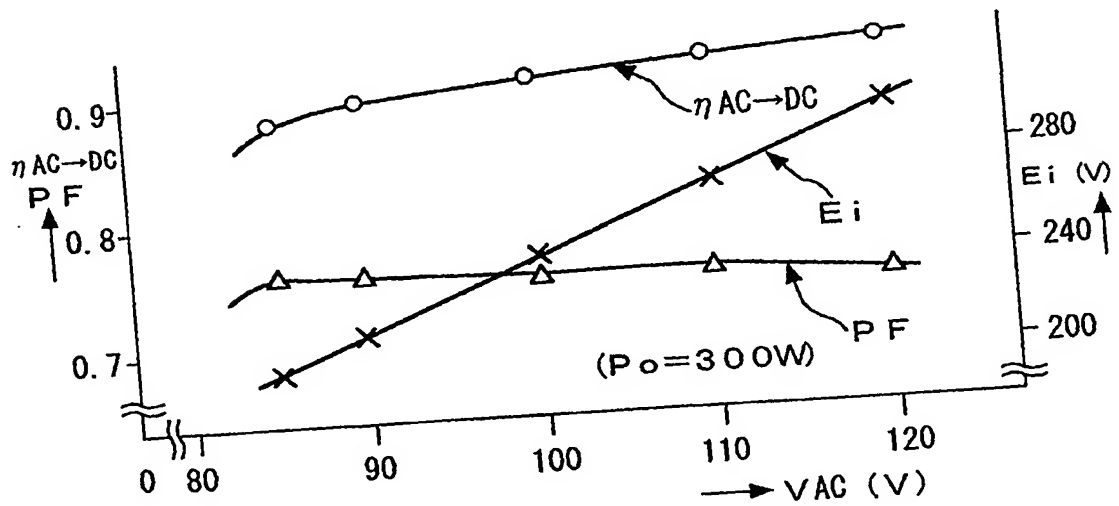
【図 15】



【図16】



【図17】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 力率改善機能を備えるスイッチング電源回路として、電力変換効率の向上、及び回路の小型軽量化を図る。

【解決手段】 複合共振形コンバータとして、少なくとも、一次側にハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータに対して、部分共振電圧回路を組み合わせた構成とする。力率改善は、力率改善用トランス（疎結合トランス VFT）によって、複合共振形コンバータのスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還して、整流ダイオードにより整流電流を断続させ、これにより交流入力電流の導通角を拡大させることで行う。これにより、例えば力率改善回路を備える電源回路としては、商用交流電源ラインに対してチョークコイルを挿入する構成を採る必要はなくなる。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2002-348139
受付番号	50201814183
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0092
作成日	平成14年12月25日

<認定情報・付加情報>

【特許出願人】

【識別番号】	000002185
【住所又は居所】	東京都品川区北品川6丁目7番35号
【氏名又は名称】	ソニー株式会社

【代理人】

申請人

【識別番号】	100086841
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階

【氏名又は名称】	脇 篤夫
----------	------

【代理人】

【識別番号】	100114122
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階 脇特許事務所

【氏名又は名称】	鈴木 伸夫
----------	-------

次頁無

特願 2002-348139

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号

[000002185]

1. 変更年月日

1990年 8月30日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都品川区北品川6丁目7番35号

氏 名

ソニー株式会社